МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ”

_____
(назва факультету, інституту)

_____
(назва кафедри)

"На правах рукопису"
УДК_____

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри

_____
(підпис) (ініціали, прізвище)

“___”_____20___р.

МАГІСТЕРСЬКА ДИСЕРТАЦІЯ

зі спеціальності _____
(код та назва спеціальності)

_____

на тему: МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ДІАГРАМОЮ НАПРАВЛЕНОСТІ В РУХОМИХ СИСТЕМАХ РАДІОЗВ’ЯЗКУ.

Студент групи РА-61м _____ Герасименко Андрій Олегович ___
(шифр групи) (прізвище, ім’я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник професор Дружинін В.А. _____
(вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Консультанти: (за рішенням кафедри**)**

Київ – 2018

АНОТАЦІЯ

«Методи підвищення швидкодії автоматичного управління діаграмою направленості в рухомих системах радіозв'язку». – Рукопис.

Магістерська дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка. – Національний технічний Університет України «КПІ імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України, Київ, 2018.

Однією із основних задач, що ставить перед нами сьогодення, є подальший розвиток теорії і практики проектування антенних решіток (АР) пов'язаний із зростанням їх ролі в радіотехнічних системах різного призначення. У таких областях радіоелектроніки, як радіолокація, радіонавігація, радіозв'язок характеристики АР визначають основні параметри і граничні можливості радіосистем в цілому.

Відмова від традиційних методів проектування антен, що виконують, як правило, функцію прийому або передачі електромагнітних хвиль, обумовлена рядом чинників, зокрема, це пов'язано із загальним напрямом мікромініатюризації радіоелектронної апаратури і комплексно виконуваних нею функцій. В той же час сучасні радіосистеми повинні функціонувати в швидкозмінній сигнально-завадовій обстановці. Тому функціональні можливості радіоапаратури повинні передбачати гнучку зміну характеристик і параметрів при одночасному задоволенні вимог до електромагнітної сумісності пристроїв різного призначення.

Аналіз технічних характеристик сучасних антен і досвід їх використання в різних радіосистемах показують, що найповніше вимогам до антенних систем радіоапаратури багатофункціонального призначення відповідають активні фазовані антенні решітки (АФАР). Данні антенні системи набули широкого використання не лише у складі бортових і наземних радіолокаційних станцій, а і у якості антен радіосистем зв'язку. Застосування АФАР в мобільних і космічних радіокомплексах дозволяє істотно підвищити дальність радіозв'язку, якість, оперативність і об'єми передаваємої інформації. Оскільки енергоресурси рухомих систем радіозв'язку, як правило, обмежені, підтримка високого потенціалу АФАР в секторі сканування пов'язана з мінімізацією всіх втрат як в тракті АФАР, так і на ділянці радіолінії. Виконання перерахованих вимог можливе лише шляхом оптимізації параметрів АФАР з урахуванням всіх чинників, що впливають на її роботу.

При проектуванні до антенної системи транслятора пред'являється ряд специфічних вимог: забезпечення високого коефіцієнта підсилення антени; точність установки променя ретранслятора; реалізація заданих законів амплітудно-фазового розподілу при скануванні, при цьому вона повинна формувати ДС спеціальної форми, які дозволяють опромінювати одні райони земної кулі, не допускаючи опромінювання інших, а також забезпечувати стійкість до навмисних перешкод.

Таким чином, аналіз побудови та особливостей застосування АФАР показав, що у ряді важливих практичних випадків даний клас антенних пристроїв є єдино-можливим для забезпечення комплексу вимог, а питання дослідження процесів

системи автоматичного керування (САК) параметрами та характеристиками АФАР з метою підвищення їх ефективності є досить актуальним.

У магістерській дисертаційній роботі проведено аналіз системи автоматичного керування діаграмою спрямованості рухомої АФАР із обмеженою кількістю приймально-передавальних модулів, при їх використанні у складі рухомих комплексних апаратних зв'язку. Аналіз показав ряд недоліків, які приводять до значного збільшення середньоквадратичних відхилень, квадратичних інтегральних оцінок.

– збільшення часу перехідних процесів, що призводить до зниження коефіцієнта корисної дії антенної системи;

– зростання коефіцієнту похибок на прийомі;

– відсутність можливості реакції системи на збурюючі дії, що прикладені до будь-якої точки системи у разі невідповідності заданому рівню сигнал/шум.

З метою усунення виявлених недоліків та зменшення помилок визначення напрямку – апаратна-ретранслятор в системах рухомих зв’язку шляхом використання вузькоспрямованих рухомих активних фазованих антенних решіток за рахунок автоматичного керування параметрами діаграмою спрямованості АФАР в роботі були отримані наступні наукові результати.

Розроблена методика оцінки показників якості системи керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки за випадкових збуджуючих впливів, яка дозволяє визначення моменту входження в зв’язок в динаміці руху апаратною та ретранслятором.

Удосконалена методика підвищення швидкості та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток, яка на відміну від існуючих дозволяє підвищити енергетичну ефективність АФАР при випадкових та збурюючих діях на 7 – 12%. яка може бути використана для проектування систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР на рухомих мобільних станціях зв'язку (комплексних апаратних зв'язку). Методика суттєво скорочує реакцію системи управління на основі отриманих коефіцієнтів підсилення системи керування.

Ключові слова: діаграма спрямованості, активна фазована антенна решітка, система керування, інформаційна невизначеність, нечіткий логічний регулятор, диференційний зв’язок, середньоквадратичне відхилення, ретранслятор.

SUMMARY

« **Methods of increasing the speed of automatic control of the directional diagram in transportable radio systems** ». – The manuscript.

Dissertation for the degree of a candidate of technical sciences in specialty 172 - Telecommunications and radiotechnic. – National technical University of Ukraine “Igor Sikorsky KPI” of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2018.

One of the main tasks that we are facing today is the further development of the theory and practice of designing antenna arrays (AR) associated with the growth of their role in radio engineering systems of various applications. In such areas, radio electronics, such as radar, radio navigation, radio communication characteristics of the AR determine the basic parameters and limitations of radio systems in general.

The rejection of traditional antenna design methods, which generally performs the function of receiving or transmitting electromagnetic waves, is due to a number of factors, in particular, this is due to the general direction of microminiation of radio-electronic equipment and its complex functions. At the same time, modern radio systems should function in a rapidly changing signal-to-noise environment. Therefore, the functionality of the radio equipment must provide a flexible change in the characteristics and parameters while meeting the requirements for electromagnetic compatibility of devices of various applications.

Analysis of the technical characteristics of modern antennas and the experience of their use in different radiosystems show that the most advanced requirements for antenna systems of radio equipment of multifunctional purpose are the active phase antenna arrays (AFAR). Data antenna systems have become widely used not only in onboard and terrestrial radar stations, but also as antennas for radio communication systems. Application of AFAR in mobile and space radiocomplexes can significantly increase the range of radio communications, quality, efficiency and volumes of information transmitted. As the power resources of mobile radio systems are usually limited, maintaining high potential of AFAR in the scanning sector is associated with minimizing all losses in both the AFAR pathway and the radio station. The fulfillment of the listed requirements is possible only by optimizing the parameters of the AFAR taking into account all the factors influencing its work.

When designing to the antenna system of the translator a number of specific requirements are presented: ensuring a high gain antenna; accuracy of beam repeater installation; the realization of the prescribed laws of amplitude-phase distribution during scanning, while it must form DSs of a special form that allow to irradiate some areas of the globe, preventing the radiation of others, and to provide resistance to intentional obstacles.

In the dissertation work the analysis of the system of automatic control of the directional diagram of mobile AFAR with a limited number of receiving and transmitting modules, when used in the composition of mobile complex hardware communications, was conducted. The analysis showed a number of shortcomings, which lead to a significant increase in mean square deviations, quadratic integral estimates.

- increasing the time of transients, which leads to a decrease in the efficiency of the antenna system;
- increase in the error rate at reception;
- absence of possibility of system reaction to perturbing actions applied to any point of the system in case of inconsistency with the given level of signal / noise.

In order to eliminate the identified shortcomings and increase the speed and dynamic accuracy of the automatic control system of the direction of the AFAR in the work, the following scientific results were obtained.

The method of estimating the quality indicators of the control system of the directional diagram of the active phase-mounted antenna array for random excitatory influences is developed, the method differs from the existing ability to determine the moment of entering the connection in the dynamics of motion by the hardware and the repeater.

For the first time, a technique has been developed to increase the speed and dynamic accuracy of the automatic control systems for the directional diagram of active

phase antenna arrays, which can be used for designing automatic control systems for the AFAR directional diagram on mobile mobile communication stations (integrated hardware communications). The proposed method substantially reduces the response of the control system based on the received gain of control system.

Keywords: directional diagram, active phased array antenna, control system, information uncertainty, fuzzy logic controller, differential communication, mean square deviation, repeater.

ОСНОВНІ ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Закономірності оптимальної фільтрації. Фільтр Калмана. Студент Герасименко А.О. (Науковий керівник к.т.н. Сушко І.О.)

2. Перспективи розвитку ФАР. Студент Герасименко А.О. (Науковий керівник Дружинін В.А., професор)

ЗМІСТ

ВСТУП..... 8

РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ПЕРСПЕКТИВНОГО ЗАСТОСУВАННЯ ВУЗЬКОНАПРАВЛЕНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ У СКЛАДІ КОМПЛЕКСНИХ АПАРАТНИХ ЗВ'ЯЗКУ……. 13

1.1 Аналіз існуючого стану систем та засобів радіозв'язку, що знаходяться в експлуатації та напрями їх розвитку…….. 13

1.2 Узагальнена функціональна схема передавальної активної фазованої
антенної решітки з урахуванням збурюючих впливів……. 15

1.3 Обґрунтування необхідності підвищення якості систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР…… 18

1.4 Постановка завдань магістерських дисертаційних досліджень… 20

РОЗДІЛ 2 МЕТОДИКА ОЦІНКИ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДІАГРАМОЮ НАПРАВЛЕНОСТІ АКТИВНОЇ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ПРИ ВИПАДКОВИХ ЗАДАЮЧІЙ І ЗБУРЮЮЧИХ ДІЯХ…… 22

2.1 Передаточні функції системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки…… 22

2.2 Середньоквадратичне відхилення системи автоматичного керування ДС АФАР, що викликається зміною задаючої дії (азимута ретранслятора зв’язку) $\beta_p(t)$ ……. 24

2.3 Динамічні похибки системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, що викликаються зміною азимута на ретранслятор зв'язку $\beta_p(t)$ ……... 25

2.4 Показники якості перехідного процесу системи керування

діаграмою спрямованості АФАР, викликаного зміною задаючої дії $\beta_p(t)$ …… 27

2.5 Середньоквадратичне відхилення системи автоматичного керування ДС АФАР, що викликається збурюючою дією (положенням НС) $X(t)$ 30

2.6 Динамічні похибки системи автоматичного керування діаграмою спрямованості, що викликаються зміною положення апертури АФАР $X(t)$ 31

2.8 Методика оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки за допомогою диференційного зв'язку…….. 34

2.10 Синтез диференційного зв'язку системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки…… 35

РОЗДІЛ 3 УДОСКОНАЛЕНА МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ ТА ДИНАМІЧНОЇ ТОЧНОСТІ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДІАГРАМОЮ СПРЯМОВАНОСТІ АФАР…….. 43

3.1 Використання існуючих та запропонованого методів для зменшення помилок системи автоматичного керування діаграмою спрямованост АФАР 43

3.2 Обґрунтування і сутність методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості
активної фазованої антенної решітки……. 45

3.3 Оцінка ефективності запропонованої методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР……. 56

3.4 Моделювання системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР по азимуту на ретранслятор зв’язку…….. 56

ВИСНОВКИ…… 60

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП ПРОЕКТУ…… 63

РОЗДІЛ 5 ОХОРОГА ПРАЦІ ТА БЕЗРЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ …… 68

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ…….. 82

ВСТУП

Актуальність теми. Однією із основних задач, що ставить перед нами сьогодення, є подальший розвиток теорії і практики проектування антенних решіток (АР) пов'язаний із зростанням їх ролі в радіотехнічних системах різного призначення. У таких областях радіоелектроніки, як радіолокація, радіонавігація, радіозв'язок, радіорозвідка і радіоелектронна протидія, характеристики АР визначають основні параметри і граничні можливості радіосистем в цілому.

Тенденція, що виникла в результаті підвищення вимог до радіосистем і збільшення виконуваних ними завдань пояснює необхідність пошуку нових рішень при проектуванні антенних систем [1,2].

Відмова від традиційних методів проектування антен, що виконують, як правило, функцію прийому або передачі електромагнітних хвиль, обумовлена рядом комплексно діючих чинників. Перш за все, це пов'язано із загальним напрямом мікроміниатюризації радіоелектронної апаратури і комплексно виконуваних нею функцій. Завдання забезпечення багатофункціональної роботи радіотехнічних систем є, єдиною альтернативою при створенні бортової апаратури, що обумовлене жорсткими обмеженнями щодо масогабаритних показників.

В той же час сучасні радіосистеми повинні функціонувати в швидкозмінюємій радіотехнічній обстановці за наявності пасивної і активної радіопротидії. Тому функціональні можливості радіоапаратури повинні передбачати гнучку зміну характеристик і параметрів залежно від ситуації, що складається, при одночасному задоволенні вимог до електромагнітної сумісності пристроїв різного призначення [3,4].

Реалізація багатофункціональної роботи радіоапаратури визначається в першу чергу можливістю зміни характеристик її антен. Так, антенна система апаратури оперативного радіозв'язку мобільних пунктів, зокрема розташованих на борту літаків, з великим числом абонентів через ретранслятор на штучному супутнику землі (ШСЗ) повинна забезпечувати сканування променя в широкому спектрі при підтримці високого потенціалу радіолінії.

Жорсткі вимоги пред'являються до антени сучасного бортового радіолокатора, що здійснює пошук, виявлення і супровід цілей, визначення їх кутових координат, швидкості і дальності, ідентифікацію цілей за державною приналежності, ефективний захист від пасивних і прицільних активних перешкод, огляд поверхні Землі в умовах польоту на малих висотах та інші функції [5,6].

Аналіз технічних характеристик сучасних антен і досвід їх використання в різних радіосистемах [3,7] показують, що найповніше вимогам до антенних систем радіоапаратури багатофункціонального призначення відповідають активні фазовані антенні решітки (АФАР). Данні антенні системи набули широкого використання не лише у складі бортових і наземних радіолокаційних станцій, а і у якості антен радіосистем зв'язку.

Застосування АФАР в мобільних і космічних радіокомплексах дозволяє істотно підвищити дальність радіозв'язку, якість, оперативність і об'єми передаваємої інформації.

Оскільки енергоресурси мобільних пунктів, як правило, обмежені, підтримка високого потенціалу АФАР в секторі сканування $\left(2\theta_{СК} = \pm 60...90^{\circ}\right)$ пов'язана з мінімізацією всіх втрат як в тракті АФАР, так і на ділянці радіолінії [3].

Виконання перерахованих вимог можливе лише шляхом оптимізації параметрів АФАР з урахуванням всіх чинників [1,8], що впливають на її роботу.

Розвиток космічної техніки зумовило широке використання штучних супутників Землі (ШСЗ), що знаходяться на високо орбітальних або геостаціонарних орбітах, у якості ретрансляторів в лініях зв'язку. До антенних систем супутникових ретрансляторів пред'являється ряд специфічних вимог:

- забезпечення високого коефіцієнта підсилення антени $\left(> 25...35 дБ\right)$ із-за великої віддаленості ретранслятора на ШСЗ від абонентських станцій на земній поверхні;

- точність установки променя ретранслятора у межах $0,01...0,1^{\circ}$, що накладає жорсткі вимоги до систем автоматичного керування діаграмою спрямованості (ДС) АФАР;

- реалізація заданих законів амплітудно-фазового розподілу при скануванні.

При цьому антенна система ретранслятора повинна формувати ДС спеціальної форми, які дозволяють опромінювати одні райони земної кулі, не допускаючи опромінювання інших, а також забезпечувати стійкість до навмисних завад і можливості перехоплення випромінювання (забезпечення низької вірогідності перехоплення).

Відомими схемами побудови антен супутників зв'язку є гібридні дзеркальні антени з опромінювачами у вигляді прийомо-передавальних АФАР з ППМ на основі арсенид-галієвих польових транзисторів, що працюють в лінійному режимі, і багатопроменеві АФАР. Використання АФАР в обох варіантах, а також в супутниковій системі «Iridium» продемонструвало ряд переваг. Так, в показано, що застосування АФАР на основі твердотільної елементної бази дозволило понизити споживану ретранслятором потужність джерел живлення на 25% і зменшити масу апаратури на 60%.

Забезпечення багатофункціональної роботи ретранслятора вимагає управління формою ДС, що повторюють контур Землі. Допуск регулювання підсилення в каналі системи зв'язку з АФАР відповідає 26...39 дБ [4,9]. Крім того, використання АФАР дозволяє проектувати систему формування променів на низькому рівні потужності, що дає можливість забезпечити високу швидкість перемикання каналів антенних решіток.

Таким чином, аналіз побудови та особливостей застосування АФАР показав, що у ряді важливих практичних випадків даний клас антенних пристроїв є єдино-можливим для забезпечення комплексу вимог, завдяки можливості гнучкого керування її характеристиками. Тобто визначено актуальність проведення досліджень процесів систем автоматичного керування параметрами та характеристиками АФАР [1,2,10].

Мета і задачі досліджень. Метою **магістерської** дисертаційної роботи є зменшення помилок визначення напрямку – апаратна-ретранслятор в системах рухомого зв'язку шляхом використання вузькоспрямованих рухомих активних

фазованих антенних решіток за рахунок автоматичного керування параметрами діаграмою спрямованості АФАР.

Науковою задачею досліджень магістерської дисертаційної роботи є розробка методики підвищення ефективності трансляції інформації в рухомих системах радіозв'язку.

Вирішення зазначеної науково-технічної задачі реалізовується шляхом розв'язання таких *часткових взаємопов'язаних завдань***:**

- Провести аналіз існуючих методів підвищення радіозахищеності радіозасобів в умовах швидкоплинності та динамічної зміни сигнально-завадової обстановки;
- Розробити математичну модель системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР;
- Розробити методику оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР;
- Розробити методику підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР;
- Розробити імітаційну модель системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР при випадкових задаючих і збурюючих діях;
- Розробити рекомендації щодо технічної реалізації системи керування діаграмою спрямованості АФАР.

Об'єктом дослідження – процеси реакції системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР на випадкові задаючі та збурюючі дії.

Предметом дослідження – параметри системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки.

Методи досліджень. Для вирішення сформульованої наукової задачі в магістерській дисертаційній роботі використано наступні наукові методи:

- теорії ймовірностей та математичної статистики - для дослідження особливостей побудови радіозасобів, їх використання в системі зв'язку, а також існуючих методів підвищення радіозахищеності радіозасобів в умовах швидкоплинності та динамічної зміни;
- теорії завадостійкості радіоелектронних засобів, методів радіоавтоматики - для розробки методики оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки, та методики підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки;
- математичного апарату інтерактивної системи MATHLAB - для розробки імітаційної моделі системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки при випадкових задаючих і збурюючи діях.

Наукова новизна отриманих результатів. У результаті проведених магістерських дисертаційних досліджень здобувачем отримано наступні нові наукові результати:

– Вперше розроблена методика оцінки показників якості системи автоматичного керування активних фазованих антенних решіток, яка дозволяє визначити момент входження в зв'язок в динаміці руху апаратною та ретранслятором полягає у побудові системи автоматичного керування з диференційним зв'язком еквівалентній комбінованій за рахунок введення

похідних випадкової задаючої дії при застосуванні розімкненого компенсаційного зв'язку;

– Удосконалена методика підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР. На відміну від існуючих дана методика суттєво скорочує реакцію системи управління на основі отриманих коефіцієнтів підсилення системи керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток.

Яка базується на мінімізації середньоквадратичних відхилень систем автоматичного керування, методики оцінки показників якості систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР. Імітаційні моделі вихідної та синтезованої системи на базі інтерактивної системи MATHLAB з метою підтвердження теоретичних висновків про можливість значного підвищення точності та швидкодії систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР.

Результати моделювання на ПЕОМ системи керування з високою достовірністю підтвердили справедливість отриманих теоретичних розрахунків і переконали в можливості суттєвого підвищення показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток за допомогою введення в систему диференційного зв'язку, побудовану використовуючи запропоновану методику підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР.

Практичне значення отриманих результатів. Удосконалена методика підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, що дозволяє підвищити енергетичну ефективність АФАР при випадкових збурюючих діях на 7-12%.

Розроблена методика оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР за випадкових збуджуючих впливів, яка дозволяє підвищити точність відтворення випадкової задаючої дії, зменшити вплив збурюючої перешкоди, та покращити якість перехідних функцій, що викликаються задаючою і збурюючою діями.

Удосконалена методика адаптивного керування АФАР в умовах інформаційної невизначеності, яка забезпечить приріст імовірності налаштування на ретранслятор за умови короткотермінової відсутності інформації про положення ретранслятора.

Така практична реалізація дозволить використовувати рухомі АФАР в якості:

- антенної системи для керування дистанційно пілотованих літальних апаратах (ДПЛА) для збору інформації;
- використання ДПЛА як ретранслятор для збільшення дальності та прихованості зв'язку, завдяки побудові високоточної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР встановленої на рухомому об'єкті;
- використання АФАР для організації зв'язку через транслятори на літаках та супутниках, завдяки побудові високоточної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР встановленої на рухомому об'єкті. Запропонована методика, для такої системи, передбачає зміну параметрів диференційного зв'язку (сталих часу) системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР відповідно до вимог щодо безпомилкового прийому, та рівня сигналу на вході приймача ретранслятору.

Практичні положення **магістерської** дисертаційної роботи були використані та реалізовані в науково-дослідних та дослідно-конструкторських роботах на замовлення Національного космічного агентства України шифри «Впровадження-КС», «Обґрунтування-КС», «Перспектива-КА», головним виконавцем якої є Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління, а також у навчальному процесі Державного університету телекомунікацій що підтверджується актами впровадження.

Особистий внесок автора. Магістерське дисертаційне дослідження є самостійно виконаною роботою, в якій відображено особистий авторський підхід та особисто отримані теоретичні та практичні результати, які відносяться до вирішення задачі реалізації вузькоспрямованої ретрансляції інформації в рухомих системах зв'язку. Формулювання мети та завдання дослідження проводилось спільно з науковим керівником. Основні наукові результати магістерської дисертації отримані здобувачем особисто.

Апробація результатів магістерської **дисертації.** Основні положення і результати магістерської дисертації, практичні висновки і рекомендації, які одержані в ході роботи, апробовані та оприлюднені в ході: Науково-технічної конференції студентів, аспірантів, викладачів та науковців, «Радіотехніка в XXI столітті», 2016 р. (Київ, Україна); і «Радіотехніка в XXI столітті», 2018 р. (Київ, Україна);

Структура і обсяг магістерської дисертації. Магістерської дисертаційна робота складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи складає 85 сторінок друкарського тексту, із них 4 сторінок анотації, 77 сторінка основного тексту у тому числі містить, список використаних джерел із 51 найменувань на 4 сторінках.

РОЗДІЛ 1
АНАЛІЗ ПЕРСПЕКТИВНОГО ЗАСТОСУВАННЯ ВУЗЬКОСПРЯМОВАНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ У СКЛАДІ КОМПЛЕКСНИХ АПАРАТНИХ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Аналіз існуючого стану систем та засобів радіозв'язку, що знаходяться в експлуатації та напрями їх розвитку

Особлива роль у будівництві та розвитку радіотехнічної галузі належить системі зв'язку та автоматизації, що є матеріально-технічною основою систем управління [21,22]. Система зв'язку повинна забезпечувати обмін інформацією, автоматизовану обробку інформації та вирішення інформаційних задач.

Система зв'язку і автоматизації управління має в своєму складі стаціонарний і мобільний компоненти та утворені на їх основі системи (мережі) різного призначення [1,23]. Складовою частиною системи зв'язку і автоматизації управління є мережа радіодоступу мобільних абонентів телекомунікаційної системи.

У багатьох випадках радіозв'язок є єдиним можливим видом зв'язку, що робить його одною із найважливіших складових системи зв'язку.

Основними особливостями процесу управління є [3,24]:

- значна інформаційна потреба управління;
- підвищена мобільність;
- висока динаміка переміщень;
- інтеграція систем зв'язку;
- єдиний інформаційний простір.

До особливостей сучасних мереж зв'язку можна віднести [9,25]:

- динамічну топологію (вузли мережі мобільні, піддаються знищенню та відмовам; канали радіозв'язку нестабільні через РЕП, взаємні завади, умови поширення радіохвиль);
- обмежена потужність і час передачі абонентів;
- значна розмірність мереж (сотні або тисячі елементів).

Основними технічними вимогами для наступного покоління систем зв'язку є [2,26]:

- інтеграція всіх видів трафіку (мова, дані, відео, відео-конференція);
- повна мобільність всіх абонентів і елементів системи;
- забезпечення заданої якості обслуговування користувачів;
- гарантоване конфідеціальність всіх видів інформації.

Проведений аналіз можливих варіантів побудови архітектури мереж провідних держав світу продемонстрував переваги застосування мобільних радіомереж або MANET (Mobile Ad-hoc Networks) в порівнянні зі стільниковими чи транкінговими мережами.

В експлуатації розвинутих країн світу (США, Великобританії, Франції, Німеччини, Канади та ін.) знаходяться сучасні цифрові завадозахищені засоби радіозв'язку.

Основними загальними напрямами при створенні сучасних засобів радіозв'язку та побудови на їх основі мереж радіозв'язку систем зв'язку є [5,6,27]:

- застосування в усіх ланках управління автоматизованого адаптивного

радіозв'язку;

- застосування елементної бази з поліпшеними експлуатаційними характеристиками;

- застосування єдиних способів аналого-цифрового, цифро-аналогового перетворення мови та захисту інформації;

- застосування різних способів підвищення радіозахищеності та завадозахищеності, таких як режим стрибкоподібної зміни частоти, завадостійке кодування, рознесене приймання (передавання), багатоступінчасте управління потужністю, адаптація тощо;

- збільшення швидкості передачі;

- спрощення експлуатації;

- поліпшення ремонтопридатності;

- визначення місцезнаходження радіозасобу.

Аналіз характеристик засобів радіозв'язку виявляє ряд істотних недоліків [9,10,28]:

- аналогові види модуляції, відсутність коригувального коду, адаптивного контуру забезпечення завадозахищеності;

- низька швидкість передачі інформації;

- несумісність радіозасобів різних систем зв'язку;

- використання антен із круговою діаграмою спрямованості.

Шляхи і напрями розвитку систем зв'язку та автоматизації визначають із урахуванням тенденцій розвитку систем зв'язку провідних країн світу (США, Великобританії, Німеччини, Франції, Італії та ін.), а також тенденцій розвитку державних і комерційних мереж загального користування. Головна мета розвитку систем зв'язку та автоматизації полягає в поступовому переході до цифрової передачі й обробки всіх видів повідомлень, автоматизації процесів встановлення зв'язку і інтеграції основних процесів інформаційного обміну в багатофункціональних абонентських терміналах, а також формування єдиного інформаційного простору управління [29].

Це вимагає виконання наступних завдань:

- значного підвищення пропускної здатності інформаційних систем;

- підвищення інформаційної взаємодії великої кількості абонентських терміналів;

- інтелектуалізація телекомунікаційних мереж;

- передачі всіх видів трафіку;

- створення багаторівневої системи підвищення інформаційного обміну.

Аналіз ряду робіт [7, 8, 30] показує, що системи зв'язку провідних країн світу побудовані за класичною трьохрівневою схемою на основі нових інформаційних технологій з інтеграцією послуг у цифрових мережах, які забезпечують передачу різних видів повідомлень із гарантованою стійкістю.

До складу транспортної телекомунікаційної мережі входять прямі телекомунікаційні лінії (мережі), опорна телекомунікаційна мережа, орендовані канали передавання і групові тракти. Така побудова системи дає можливість використати її як єдиний транспортний простір для інформаційного обміну в інтересах всіх споживачів незалежно від їхнього підпорядкування й приналежності – від окремого абонента до пунктів управління.

Слід зазначити, що за останні десятиліття побудова телекомунікаційних

систем все більше носить коаліційний характер. При цьому на перший план виходить вище управління, основним засобом якого є система зв'язку управління. Однак різні відомства найчастіше використовують не сумісні між собою.

Частковим виходом із цієї ситуації став розвиток технології програмованих радіостанцій SDR, яка використовує стандартні апаратні засоби для виконання функцій під управлінням програмного забезпечення. У цих станціях використовується відкрита архітектура побудови: самі радіостанції випускають одні виробники, а функції й режими роботи визначає програмне забезпечення інших розробників. Крім того засоби зв'язку, для забезпечення необхідної радіозахищеності необхідно оснащувати новітніми вузько-направленими антенами. Їх необхідно комплектувати безпілотними літальними апаратами БПЛА з метою збору інформації.

Але оснащення БПЛА системою керування польотом, вимагає проектування новітніх антенних систем із адаптивними параметрами, для керування самим БПЛА, прийому та передачі корисної інформації. Також встановлення таких антенних систем дозволить використання літаків та ШСЗ в якості ретрансляторів.

Керівництво Defense Advanced Research Projects Agency (DAPRA) США витрачає десятки років та мільярди доларів для проектування та розробки індивідуальних фазованих антенних решіток [3,31].

У США розгорнуто активну розробку Земних станцій на мобільних платформах Earth Stations on Mobile Platforms (EPOMs), що передбачає проектування новітніх індивідуальних фазованих антенних решіток та додатковий запуск штучних супутників Землі (ШСЗ) [32].

Таким чином, проведений аналіз сучасного стану радіозахищених засобів радіозв'язку управління показав, що:

- Використовуються неефективні радіозасоби, які не відповідають сучасним вимогам щодо швидкості передачі інформації, завадозахищеності, дальності зв'язку, часу автономної роботи, радіозахищеності, використання мікропроцесорної елементної бази, ваговим і габаритним характеристикам.
- Перспективним напрямом розвитку радіозахищених радіозасобів управління є застосування новітніх вузько спрямованих антенних систем.

1.2 Узагальнена функціональна схема передавальної активної фазованої антенної решітки з урахуванням збурюючих впливів

Основні переваги і можливості активних фазованих антенних решіток **[1,33]**:

- підвищена швидкодія із-за можливості застосування малопотужних напівпровідникових фазообертачів і наявністю додаткового керування рівнем амплітуди на виході *ППМ* за рахунок регулювання коефіцієнта передачі підсилювальних каскадів, що в цілому дозволяє в режимі передачі швидко змінювати амплітудно-фазовий розподіл *АФАР* хвиль збудження по апертурі, таким чином і характеристики випромінювання;
- високий рівень випромінюваної потужності, який забезпечується просторовою сумою сигналів ППМ різних каналів, що дозволяє отримати рівень випромінюваної потужності, набагато більший за рівень потужності одиночного фідерного тракту;

- можливість компенсації втрат в розподільних системах і фазообертачах;
- підвищена експлуатаційна надійність із-за збільшеної кількості активних елементів антенних решіток.

На сьогодні розробка електрично-керованих фазообертачів, що реалізовують задані величини фазових зсувів, має виконуватись з урахуванням загасання в таких фазообертачах.

Побудова АФАР в цілому вимагає врахування видів сигналів, технологічних похибок виробництва, впливів різних випадкових дестабілізуючих чинників з метою вирішення часткових задач проблеми електромагнітної сумісності **[1,2,34]**.

Реалізація високих потенційних можливостей АФАР як антенної системи радіоапаратури багатофункціонального призначення, неможлива без ретельного аналізу змін її характеристик при зміні режимів роботи з урахуванням всіх особливостей електродинамічних процесів, що відбуваються як в апертурі, так і обумовлених взаємозв'язком між окремими вузлами її фідерного тракту. Основними чинниками, що впливають на характеристики АФАР, є взаємодія між випромінювачами, граничні ефекти, залежність режиму роботи вихідних каскадів активних модулів від зміни вхідного опору випромінювачів, випадкові збурюючі впливи, точність виготовлення окремих вузлів і елементів решіток, взаємозв'язок окремих каналів. Врахування цих чинників розглянемо на прикладі передавальної АФАР, з нелінійними ППМ, узагальнена функціональна схема якої показана на рис. 1.1.

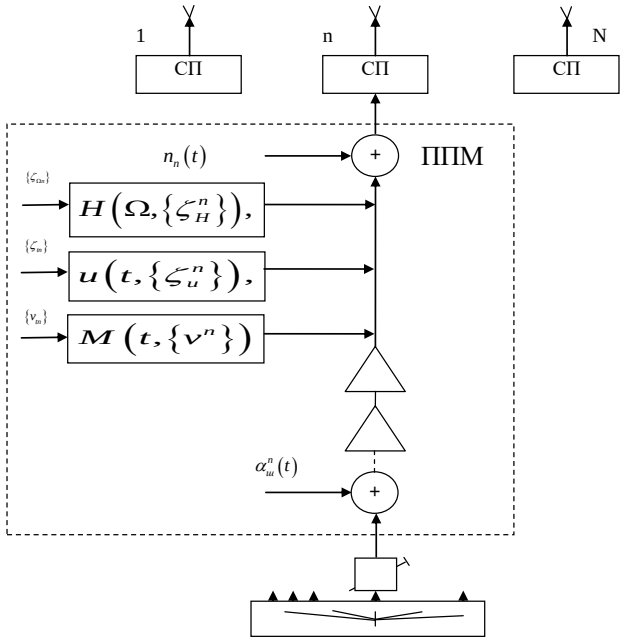


Рис. 1.1. Узагальнена функціональна схема АФАР

У цій схемі у кожному каналі решітки показано джерела внутрішніх системних перешкод: шумів системи розподілення з фазообертачем ($\alpha_{ш}^n$(t)), підсилювальних трактів (n_n (t)), флуктуації збурюючих впливів (v_n(t)). При цьому часові спотворення в n-ому каналі враховуються за допомогою моделюючих функцій $u\left(t,\{\xi_u^n\}\right), M\left(\{v^n\}\right),$ залежних від векторів випадкових параметрів $\{\xi_{tn}\}$

(тривалість імпульсів, моментів їх появи та ін.) і $\{\nu_{tn}\}$ (флуктуації напруги джерел живлення підсилювачів ППМ, механічних вібрацій та ін.). Частотні спотворення задаються за допомогою коефіцієнта передачі $\mathrm{H}\left(\Omega,\{\xi_{\mathrm{H}}^{n}\}\right)$, що залежить від вектора випадкових параметрів $\{\xi_{\Omega n}\}$. Девіація резонансних частот вибіркових ланцюгів ППМ, їх добротності, комплексних коефіцієнтів передачі модулів на резонансній частоті.

Таким чином для керування параметрами антенної системи необхідно досягти високого ступеню керування її параметрами.

1.3 Вимоги до системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки

Для будь-якої частоти в смузі прийому станції абонента і для будь-якого кута підйому антени, більшого або рівного 10°, вимоги за добротністю ***G/T*** формуються у відповідності наступним умовам:

$$G/T_1 \geq 37{,}0 + 20\lg(f/11{,}2); \qquad \textbf{(1.1)}$$

$$G/T_2 \geq 26{,}5 + 20\lg(f/11{,}2) + A_2; \qquad \textbf{(1.2)}$$

де G - коефіцієнт підсилення антени у напрямку ретранслятора, наближено ізотропного випромінювання, на частоті f, на вході попереднього підсилювача потужності приймального тракту, дБ;

T_1 - загальна шумова температура приймальної системи, з урахуванням впливу атмосфери, на частоті f, при ясному небі, на вході попереднього підсилювача потужності приймального тракту, К;

T_2 - шумова температура приймальної системи, з урахуванням впливу атмосфери, на частоті f, при підвищеному A_2, на вході попереднього підсилювача потужності приймального тракту, К;

A_2 - додаткове послаблення на частоті f, по відношенню до умов ясного неба, яке не перевищуватиме 0,01 % дБ;

f - частота несучої, Ггц.

У кількісному вигляді вимоги до антенної системи із використанням АФАР повинні відповідати вимогам ITU (International Telecommunication Union) що висуваються до сучасних телекомунікаційних систем:

- експлуатаційна надійність (відсоток часу, упродовж якого ТКС у повному обсязі виконує покладені на неї функції) з розвитком цифрових систем має складати не менше 99,9999 %;

- середня затримка в доставці повідомлень (пакетів) у мережі - від 10^{-3} с; варіація середньої затримки (джитер) - не більше 10^{-3} с;

- імовірність помилки при побітовому прийомі не більше $10^{-5}...10^{-6}$;

- абонентська станція повинна бути обладнана автоматичною системою керування, здатною діяти в умовах відхилення ретранслятора від запланованої траєкторії;

- похибка наведення системи автоматичного керування повинна бути такою, щоб виконувалися вимоги до стабільності еквівалентної ізотропно-випромінюваної потужності (ЕІВМ).

Як відомо, для виконання вище перелічених вимог необхідно забезпечити постійне високоточне керування антеною абонентської (наземної) станції за ретранслятором зв'язку. Сучасні системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР не завжди забезпечують необхідну точність, що призводить до погіршення енергетичних показників каналу зв'язку і збільшення вірогідності помилки сигналу на прийомі [1, 2, 3,35].

1.3 Обґрунтування необхідності підвищення якості систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР

Для забезпечення зв'язку через ретранслятор, (у ході досліджень прийнято вважати його на базі літака, або БПЛА), потрібно забезпечити безперервне взаємне орієнтування в просторі антен наземних станцій і ретранслятора протягом всього часу (сеансу) зв'язку. При чому процес орієнтування повинен виконуватися так, щоб антени ретранслятора (РС) і (НС) забезпечували прийом максимально можливої частини випромінюваного сигналу [35, 36].

Антена ретранслятора може бути направленою або ненаправленою.

Використання ненаправленої антени є зручним з конструктивної точки зору (через її простоту) внаслідок відсутності системи орієнтації антени РС. Проте таке застосування антени невигідне, в першу чергу, з енергетичної точки зору, оскільки в цьому випадку не реалізується виграш за рахунок просторової селекції антени РС.

Направлені антени РС можуть забезпечити порівняно великий коефіцієнт підсилення 10-30 дБ. Точне значення його величини визначається конструктивними параметрами антени, вибір яких залежить від траєкторії польоту ретранслятора і площі земної поверхні, що обслуговується одним ретранслятором. Застосування направленої антени РС вигідно із енергетичної точки зору, оскільки дозволяє зменшити потужність передавача ретранслятора $P_{прдРС}$, необхідну для забезпечення оптимального співвідношення сигнал/шум на вході приймача наземної станції $\left(P_c / P_ш\right)_{вх.}$. Але в такому разі досить сильно ускладнюється бортовий комплекс апаратури, оскільки в цьому випадку необхідно забезпечити точне орієнтування і стабілізацію антени РС у заданому напрямку.

У сучасних системах зв'язку знайшли своє використання обидва типи антен РС [10,37].

Оскільки антена РС може бути ненаправлена або направлена, але орієнтованою на заданий район дії зв'язку, а антена НС завжди буде направленою для забезпечення необхідного відношення сигнал/шум $\left(P_c / P_ш\right)$ як на вході приймача ретранслятора, так і на вході приймача НС, необхідно безперервно

наводити антену НС на ретранслятор зв'язку з високою точністю.

Відомо, що потужність сигналу на вході приймача ретранслятору визначається за наступним виразом:

$$P_{прРС} = \frac{P_{прдНС} G_1 G_2 \eta_{ф1} \eta_{ф2} \lambda^2}{4\pi d^2}, \qquad (1.3)$$

де $P_{прРС}$ потужність сигналу на вході приймача ретранслятора, $P_{прдНС}$ - потужність передавача наземної станції, $G_1 G_2$ - коефіцієнти підсилення приймальної та передавальної антени, $\eta_{ф1}\eta_{ф2}$ - коефіцієнти корисної дії фідерів приймального та передавального трактів, λ - довжина хвилі.

Таким чином із 1.3 випливає, що потужність сигналу на вході приймача ретранслятора залежить від коефіцієнта підсилення антени наземної станції G_1 яка в свою чергу залежить від точності наведення діаграми спрямованості на рухомий ретранслятор. Максимальне значення коефіцієнту підсилення повністю реалізується лише в тому випадку, коли антена наземної станції точно направлена на ретранслятор. В дійсності, в процесі орієнтування антени на ретранслятор виникають похибки наведення, які приводять до втрати підсилення.

Нижче приведено графік залежність вірогідності помилки прийому двійкових сигналів від відношення сигнал/шум на вході приймального пристрою ретранслятора [6,38].

Як видно із графіка (рис.1.2), для досягнення високої якості прийому сигналу, необхідно, щоб співвідношення сигнал/шум на вході приймача ретранслятора було якомога вище. Цього можна досягти при постійному високоточному керуванні антеною наземної станції для безперервного супроводження рухомого ретранслятора.

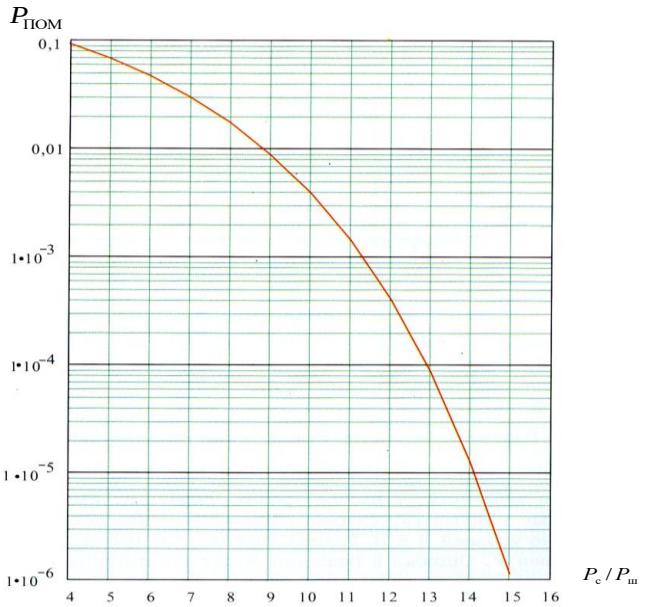


Рис. 1.2. Графік залежності вірогідності помилки прийому двійкових сигналів від відношення сигнал/шум на вході прийомі ретранслятора

Отже задача проектування системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР наземної станції зводиться до проектування системи спроможної здійснювати високоточне керування антеною наземної станції ретранслятора при впливі різних дестабілізуючих факторів.

1.4 Постановка завдань магістерських дисертаційних досліджень

Проведений аналіз функціонування СРЗ показує, що метою **магістерської** дисертаційної роботи є зменшення коефіцієнту помилок рухомих мобільних станцій зв'язку шляхом використання вузько спрямованих рухомих активних фазованих антенних решіток за рахунок автоматичного керування параметрами системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР.

Науковою задачею досліджень магістерської дисертаційної роботи слід вважати розробку методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток.

Дана задача є загальною (головною) науковою задачею роботи, і, як показано вище, має актуальну технічну і важливу практичну спрямованість для вдосконалювання засобів радіозв'язку. Однак, вона не містить конкретизації способів досягнення мети магістерської дисертаційної роботи. Тому частковими взаємопов'язаними завданнями магістерських дисертаційних досліджень є:

розробка математичної моделі системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки;

розробка методики оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки;

розробка методики підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки;

розробка імітаційної моделі системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки при випадкових задаючих і збурюючи діях.

Розробити рекомендації щодо технічної реалізації системи керування діаграмою спрямованості АФАР.

Розробити методику адаптивного керування АФАР в умовах інформаційної невизначеності.

Рішення наукової задачі доцільно реалізувати поетапно.

На першому етапі необхідно формалізувати процес функціонування системи керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки, провести аналіз динамічних характеристик цієї системи.

На *другому етапі* необхідно розробити методику оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки.

На *третьому етапі* необхідно розробити методику підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки, та розробити імітаційну модель системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної

решітки за випадковою задаючою та збурюючою діях з метою обґрунтування правильності теоретичних розрахунків.

На четвертому етапі необхідно розробити методику адаптивного керування АФАР в умовах інформаційної невизначеності, та визначити динамічні характеристики що забезпечуть стійке функціювання системи керування. Розрахувати рівняння динаміки в умовах інформаційної невизначеності та рекомендації щодо технічної реалізацію системи керування.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДИКА ОЦІНКИ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДІАГРАМОЮ СПРЯМОВАНОСТІ АКТИВНОЇ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ПРИ ВИПАДКОВИХ ЗАДАЮЧІЙ І ЗБУРЮЮЧИХ ДІЯХ

Аналіз перспектив і завдань удосконалення системи зв'язку і її автоматизації, проведений у розділі 1 роботи, показав, що перспективні радіозасоби повинні забезпечувати передачу інформації у швидкоплинній та динамічно мінливій сигнально-завадовій обстановці. Цих цілей можна досягти за допомогою використання направлених рухомих активних фазованих антенних решіток у складі комплексних апаратних зв'язку. Для забезпечення безперервного, швидкого та точного керування параметрами активних фазованих антенних решіток необхідно побудувати систему автоматичного керування у відповідності до вимог, що висуваються до цих систем. Вирішити перелічені завдання можливо шляхом розробки і встановлення активних фазованих антенних решіток для застосування їх у вигляді вузько направлених універсальних антенних систем.

Із [14,47,48] відомо, що на даному етапі проектування АФАР економічно досить затратне через високу вартість приймально-передавальних модулів або антенних елементів з яких складається антенна система. Але використання технологій АФАР для побудови направлених антен з обмеженою кількістю антенних елементів є цілком рентабельним. Обмеживши кількість елементів АФАР зменшується діапазон електричного сканування, що є негативним наслідком. Таке обмеження призводить до розширення ДС, і унеможливлює застосування такої АФАР в динамічній робочій обстановці і в русі. Тому у магістерської дисертаційній роботі передбачається застосування АФАР із додатковим механічним приводом. Розглянута в розділі 1 математична модель передбачає цю умову.

Тому на *першому етапі* необхідно дослідити і формалізувати процес функціонування системи керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки, провести аналіз динамічних характеристик для вихідної математичної моделі системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР побудованої у розділі 1 цієї магістерської дисертаційної роботи.

На *другому етапі* необхідно розробити методику оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки.

2.1 Передаточні функції системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки

Для визначення показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР необхідно заздалегідь знайти передаточні функції системи з похибкою. Відповідно до структурної схеми (рис. 1.8), система описується наступними рівняннями:

$$\theta(p)=\beta_p(p)-\beta_{pa}(p), \quad (2.1)$$

$$U_1(p)=K_1(p)\times\theta(p), \quad (2.2)$$

$$\beta_{pa}(p)=K_2(p)\times K_3(p)\times K_4(p)\times K_5(p)\times K_6(p)\times U_1(p)-K_7(p)K_5(p)K_6(p)\times X_c(p). \quad (2.3)$$

Підставивши в (2.1) значення $\beta(p)$ із (2.3) і $U_1(p)$ з (2.2), отримаємо

$$\beta_p(p)-\theta(p)=K_2(p)\times K_3(p)\times K_4(p)\times K_5(p)\times K_6(p)\times K_1(p)\times\theta(p)-K_7(p)K_5(p)K_6(p)\times X_c(p),$$

звідки

$$\left[1+K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p)K_6(p)\right]\theta(p)=\beta_p(ç)+K_7(p)\times K_5(p)\times K_6(p)\times X_c(p).$$

$$\theta(p)=\frac{1}{1+K_1(p)\times K_2(p)\times K_3(p)\times K_4(p)\times K_5(p)\times K_6(p)}\times\beta_p(p)+$$

$$+\frac{K_7(p)\times K_5(p)\times K_6(p)}{1+K_1(p)\times K_2(p)\times K_3(p)\times K_4(p)\times K_5(p)\times K_6(p)}\times X_c(p). \quad (2.4)$$

Або $\theta(p)=\theta_\beta(p)+\theta_x(p),$ де $\theta_\beta(p)$ та $\theta_x(p)$ складові похибки, що викликаються задаючою β_p і збурюючою X_c (випадкова кривизна поверхні НС) діями

$$\theta_\beta(p)=\frac{1}{1+K_{РСКД}(p)}\beta_p(p), \quad (2.5)$$

$$\theta_x(p)=\frac{K_7(p)\times K_5(p)\times K_6(p)}{1+K_{РСКД}(p)}X_c(p), \quad (2.6)$$

Згідно (2.5) і (2.6) передаточні функції, що пов'язують $\theta_\beta(t)$ з $\beta_p(t)$ і $\theta_x(t)$ з $X_c(t)$ після підстановки значень передаточних функцій вихідної математичної моделі рівні:

$$K_{\theta\beta}(p)=\frac{\theta_\beta(p)}{\beta_p(p)}=\frac{1}{1+\frac{k_{ПОВ}}{(T_{ФД}p+1)}\times\frac{(\tau p+1)(T_M p+1)k_{ППС}\times k_{ЕМП}}{(T`p+1)(T``p+1)\times(T_q p+1)}\times\times\frac{k_{ВД}\times k_{ред}}{(T_M p+1)(T_K p+1)}}=$$

$$=\frac{(T_{ФД}p+1)(T`p+1)(T``p+1)\times(T_q p+1)(T_E p+1)\times p}{(T_{ФД}p+1)(T`p+1)(T``p+1)\times(T_q p+1)(T_E p+1)\times p+k_{ПОВ}\times(\tau p+1)\times k_{ППС}\times k_{ЕМП}\times k_{ВД}\times k_{ред}}.=$$

$$=\frac{a_0p^6+a_1p^5+a_2p^4+a_3p^3+a_4p^2+a_5p}{b_0p^6+b_1p^5+b_2p^4+b_3p^3+b_4p^2+b_5p+b_6}=\frac{D_{\theta\beta}(p)}{F_{\theta\beta}(p)} \quad (2.7)$$

$$\frac{a`_0p^4+a`_1p^3+a`_2p^2+a`_3p+a`_4}{b`_0p^7+b`_1p^6+b`_2p^5+b`_3p^4+b`_4p^3+b`_5p^2+b`_6p+b`_7}=\frac{D_{\theta M}(p)}{F_{\theta M}(p)} \quad (2.8)$$

З (2.7) і (2.8) видно, що система по відношенню до задаючої дії $\beta_p(t)$ є астатичною з астатизмом першого порядку, а до збурюючої дії X_c - статичною.

2.2 Середньоквадратичне відхилення системи автоматичного керування ДС АФАР, що викликається зміною задаючої дії (азимута ретранслятора зв'язку) $\beta_p(t)$

Азимут β_p ретранслятора, змінюється щодо системи автоматичного супроводу за законом нестаціонарного випадкового процесу, першу похідну якого $\frac{d\beta}{dt}=\beta(t)$ можна вважати стаціонарним випадковим сигналом із спектральною щільністю [3,15,49]

$$S_\beta(\omega)=\frac{2\beta\overline{\Omega^2}}{\omega^2+\beta^2},\ \beta=0.1\frac{1}{c};\ \overline{\Omega^2}=18\frac{рад^2}{c^2}, \qquad (2.9)$$

де $\overline{\Omega^2}$ - середнє значення квадрата швидкості; $1/\beta$ - середня довжина проміжків часу, протягом яких швидкість залишається постійною.

Спектральна щільність похибки системи з астатизмом першого порядку відповідно [7,11,50]

$$S_{\theta\beta}(\omega)=\left|\frac{K_{\theta\beta}(j\omega)}{j\omega}\right|^2 S_\beta(\omega),$$

або підставивши значення $K_{\theta\beta}(j\omega)$ з (2.7)

$$S_{\theta\beta}(\omega)=\left|\frac{(T_{ФД}j\omega+1)(T`j\omega+1)(T``j\omega+1)(T_q j\omega+1)(T_E j\omega+1)}{(T_{ФД}j\omega+1)(T`j\omega+1)(T``j\omega+1)(T_q j\omega+1)(T_E j\omega+1)\times j\omega+k_p\times(\tau j\omega+1)}\right|^2 \frac{2\beta\overline{\Omega^2}}{\omega^2+\beta^2},$$

де $k_p=k_{ПОВ}\times k_{ППС}\times k_{ЕМП}\times k_{ВД}\times k_{ред}$.

Середнє значення квадрату похибки

$$\overline{\theta_\beta^2}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_{\theta\beta}(\omega)d\omega=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{(T_{ФД}j\omega+1)(T`j\omega+1)(T``j\omega+1)(T_q j\omega+1)(T_E j\omega+1)}{(T_{ФД}j\omega+1)(T`j\omega+1)(T``j\omega+1)(T_q j\omega+1)(T_E j\omega+1)\times j\omega+k_p\times(\tau j\omega+1)}\right|^2 \frac{2\beta\overline{\Omega^2}}{\omega^2+\beta^2}.$$

Приведемо даний інтеграл до табличного [13,51]

$$I_n=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{G(\omega)}{\left|H(j\omega)\right|^2}d\omega, \qquad (2.10)$$

де $H(j\omega)=c_0(j\omega)^n+c_1(j\omega)^{n-1}+\ldots+c_n;\quad G(\omega)=d_0(j\omega)^{2n-2}+d_1(j\omega)^{2n-4}+\ldots+d_n,$ для цього знаменник $(\omega^2+\beta^2)$ спектральної щільності $S_\beta(\omega)$ введемо під знак квадрата модуля, і обчислимо значення модуля в квадраті чисельнику

$$\overline{\theta_\beta^2}=2\beta\overline{\Omega^2}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{(T_{ФД}j\omega+1)(T`j\omega+1)(T``j\omega+1)(T_qj\omega+1)(T_Ej\omega+1)}{\left[(T_{ФД}j\omega+1)(T`j\omega+1)(T``j\omega+1)(T_qj\omega+1)(T_Ej\omega+1)\times j\omega+k_p\times(\tau j\omega+1)\right](j\omega+\beta)}\right|^2 d\omega,$$

або

$$\overline{\theta_\beta^2}=2\beta\overline{\Omega^2}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{d_0(j\omega)^{12}+d_1(j\omega)^{10}+d_2(j\omega)^8+d_3(j\omega)^6+d_4(j\omega)^4+d_5(j\omega)^2+d_6}{\left|c_0(j\omega)^7+c_1(j\omega)^6+c_2(j\omega)^5+c_3(j\omega)^4+c_4(j\omega)^3+c_5(j\omega)^2+c_6j\omega+c_7\right|}d\omega=2\beta\overline{\Omega^2I_7},$$

де $d_0=0;\ d_1=-7,779\times10^{-13};\ d_2=3,5372\times10^{-8};\ d_3=-1,7393\times10^{-4};\ d_4=0,1504;$ $d_5=-34,5788;\quad d_6=1;\ c_0=8,82\times10^{-7};\quad c_1=2,75128\times10^{-4};\quad c_2=2,28593\times10^{-2};$ $c_3=0,652958;\ c_4=6,05507;\ c_5=56,899;\ c_6=60,93;\ c_7=5,53.$

Значення I_7 визначається виразом [12,52]

$$I_7=\frac{(-1)^{7-1}M_7}{2c_0\Delta_7},\qquad(2.11)$$

де $M_7=2,820194993360022050\times10^{-9},\Delta_7=0,198081821271210674.$

Підставивши значення визначників у формулу (2.11) отримуємо $I_7=0,00807$

Відповідно до (2.9) середнє значення квадрата похибки

$$\overline{\theta_\beta^2}=2\beta\overline{\Omega^2}I_7=2\times0,1\times18\times0,00807=0,029.\qquad(2.12)$$

А середньоквадратичне відхилення (СКВ) системи у свою чергу

$$\varepsilon_\beta=\sqrt{\overline{\theta_\beta^2}}=\sqrt{0,029}=0,17^\circ.\qquad(2.13)$$

2.3 Динамічні похибки системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, що викликаються зміною азимута на ретранслятор зв'язку $\beta_p(t)$

На деяких ділянках траєкторії ретранслятора можна вважати, що його азимут змінюється за детермінованим законом.

Визначимо динамічні похибки системи при наступних законах зміни задаючої дії – азимута $\beta_p(t)$ ретранслятора зв'язку: $\beta_p(t)=\beta_0 1(t),\beta_p(t)=\beta_0+\beta_1 t,$ $\beta_p`(t)=\beta_0+\beta_1 t+\beta_2 t^2.$

Відповідно до теореми операційного числення про кінцеве значення функції стала динамічна похибка $\theta_\beta(t)$ системи дорівнює [6, 21,53]

$$\theta_\beta(t)=\lim_{p\to 0}\left[p\theta_\beta(p)\right]$$

або відповідно до (2.8)

$$\theta_\beta(t)=\lim_{p\to 0}\left[pK_{\theta\beta}(p)\beta_p(p)\right]. \qquad (2.15)$$

Якщо азимут ретранслятора змінюється за законом ступінчастої функції $\beta_p(t)=\beta_0 1(t)$ зображення якого $L\{\beta_0\}=\beta_p(p)=\frac{\beta_0}{p},$ то відповідно до (2.8) і (2.15)

$$\theta_\beta(t)=\lim_{p\to 0}\left[p\frac{a_0p^6+a_1p^5+a_2p^4+a_3p^3+a_4p^2+a_5p}{b_0p^6+b_1p^5+b_2p^4+b_3p^3+b_4p^2+b_5p+b_6}\times\frac{\beta_0}{p}\right]=0, \qquad (2.16)$$

тобто похибка в статичному режимі рівна нулю. При зміні азимута ретранслятора по лінійному закону $\beta_p=\beta_0+\beta_1 t$ зображення якого $L\{\beta_0+\beta_1 t\}=\frac{\beta_0}{p}+\frac{\beta_1}{p^2}$ швидкісна похибка

$$\theta_\beta(t)=\lim_{p\to 0}\left[p\frac{a_0p^6+a_1p^5+a_2p^4+a_3p^3+a_4p^2+a_5p}{b_0p^6+b_1p^5+b_2p^4+b_3p^3+b_4p^2+b_5p+b_6}\times\left(\frac{\beta_0}{p}+\frac{\beta_1}{p^2}\right)\right]=\frac{a_5}{b_6},$$

(2.17)

де $k_p=55,3$ - коефіцієнт підсилення системи в розімкненому стані, або при $\beta_1=\frac{\beta_1}{k_p},\beta_1=5\frac{град}{c}$

$$\theta_p(t)=0,09 \text{ град}, \qquad (2.18)$$

тобто при зміні азимута ретранслятора з постійною швидкістю виникає стала похибка.

Якщо азимут ретранслятора змінюється за законом квадратичної функції (з постійним створенням β_2, $\beta_p(t)=\beta_0+\beta_1 t+\beta_2 t^2$ зображення якого $L\{\beta_p(t)\}=\frac{\beta_0}{p}+\frac{\beta_1}{p^2}+\frac{2!\beta_2}{p^3},$

$$\theta_\beta(t)=\lim_{p\to 0}\left[p\frac{a_0p^6+a_1p^5+a_2p^4+a_3p^3+a_4p^2+a_5p}{b_0p^6+b_1p^5+b_2p^4+b_3p^3+b_4p^2+b_5p+b_6}\times\left(\frac{\beta_0}{p}+\frac{\beta_1}{p^2}+\frac{2!\beta_2}{p^3}\right)\right]=\infty,$$

(2.19)

тобто при зміні азимута ретранслятора з постійним прискоренням похибка зростає до нескінченності [11, 54].

2.4 Показники якості перехідного процесу системи керування діаграмою спрямованості АФАР, викликаного зміною задаючої дії $\beta_p(t)$

Для визначення перехідної функції системи скористаємося методом розкладання функції похибка на елементарні дроби [16,55]. Згідно (2.7) характеристичне рівняння системи

$$F_{\theta\beta}(p) = b_o p^6 + b_1 p^5 + b_2 p^5 + b_2 p^4 + b_3 p^3 + b_4 p^2 + b_5 p + b_6 = 0.$$

Значення коренів цього рівняння

$$\begin{aligned} &p_1 = -200,07366;\ p_2 = -60,0213;\ p_3 = -42,0467; \\ &p_4 = -1,0953;\ P_{5,6} = -3,29989 + j9,94125, \end{aligned} \qquad (2.20)$$

При одиночному стрибку координати (азимута) ретранслятор зв'язку $\beta_p(t) = 1(t)$ зображення по Лапласу якого $\beta_p(t) = \frac{1}{p} = \frac{D_\beta(p)}{F_p(p)}$ початкові значення компонент перехідної складової похибка, визначається за виразом [56,57]:

$$A_i = \frac{D_{\theta\beta}(p)}{F_{\theta\beta}^{`}(p)} \frac{D_\beta(p)}{F_\beta(p)} \qquad (2.21)$$

або після підстановки (2.21) значень поліномів з (2.7) виразом

$$A_i = \frac{a_0 p_i^5 + a_1 p_i^4 + a_2 p_i^3 + a_3 p_i^2 + a_4 p_i + a_5}{6b_0 p_i^5 + 5b_1 p_i^4 + 4b_2 p_i^3 + 3b_3 p_i^2 + 2b_4 p_i + b_5 p_i} \qquad (2.22)$$

Підставляючи в (2.22) значення коефіцієнтів з (2.7) і відповідного кореня з (2.20), знаходимо значення A_i:

$$\begin{aligned} &A_1 = 3,702 \times 10^{-4};\ A_2 = -0,1035;\ A_3 = 0,296;\ A_4 = -0,106; \\ &A_{5,6} = 0,45658 \pm j0,452328 \end{aligned} \qquad (2.23)$$

Сума $\sum_{i=1}^{6} A_i = A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + 2RE(A_{5,6}) = 1,$ тобто розрахунок виконаний вірно.

Перехідна складова похибки визначається за виразом :

$$\theta_{П\beta}(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + A_3 e^{p_3 t} + A_4 e^{p_4 t} + A_5 e^{p_5 t} + A_6 e^{p_6 t}, \quad (2.24)$$

На рис. 2.1 зображено графіки перехідної функції $\theta_{П\beta}(t)$ що викликається одиничною ступінчастою зміною азимута ретранслятора зв'язку (а) і дійсна частотна характеристика (ДЧХ) системи $P_{П\beta}(\omega)(б)$.

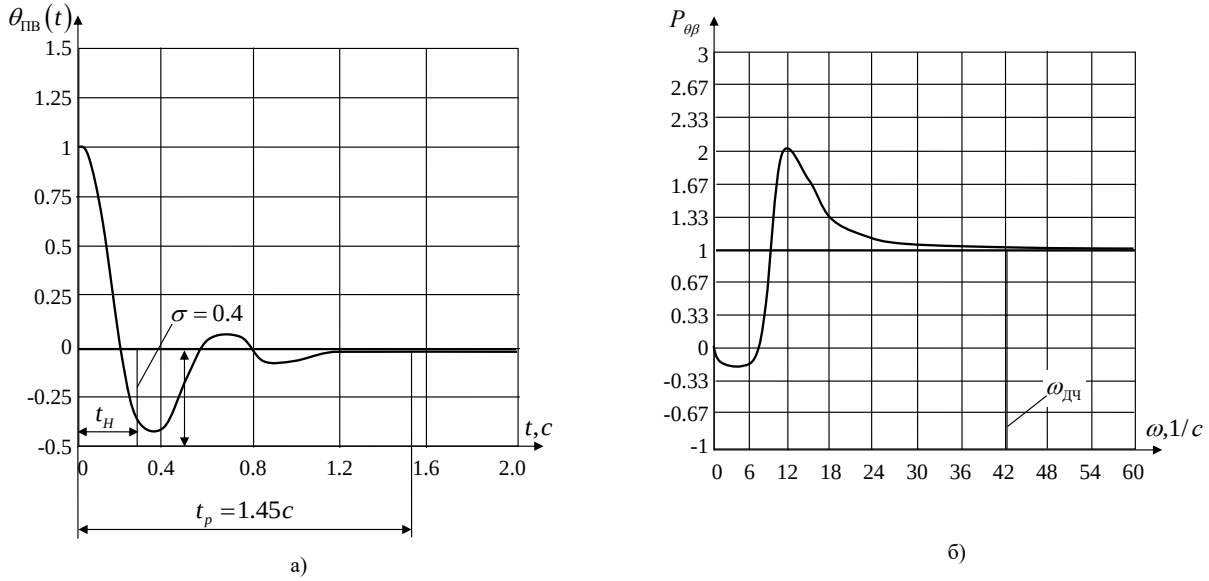


Рис. 2.1. Графіки перехідної функції $\theta_{П\beta}(t)$ що викликаються одиничною ступінчастою зміною азимута ретранслятора зв'язку (а) і дійсна частотна характеристика (ДЧХ) системи $P_{П\beta}(\omega)$ (б)

Перехідну функцію системи можна також визначити за допомогою частотного методу. Перехідна функція пов'язана з дійсною частотною характеристикою $P_{\theta\beta}(\omega)$ замкнутої системи за похибкою виразом:

$$\theta_{П\beta}(t) = \frac{2}{\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{дч}} \frac{P_{\theta\beta}(\omega)}{\omega} \sin(\omega t) \times d\omega. \quad \textbf{(2.25)}$$

Відповідно до (2.26) (при зміні $p = j\omega$)

$$P_{\theta\beta}(\omega) = \mathrm{Re}\left[\frac{a_0 (j\omega)^6 + a_1 (j\omega)^5 + a_2 (j\omega)^4 + a_3 (j\omega)^3 + a_4 (j\omega)^2 + a_5 (j\omega)}{b_0 (j\omega)^6 + b_1 (j\omega)^5 + b_2 (j\omega)^4 + b_3 (j\omega)^3 + b_4 (j\omega)^2 + b_5 (j\omega) + b_6} \right],$$

(2.26)

ДЧХ $P_{\theta\beta}(\omega)$ розрахована за допомогою системи MATH CAD зображена на рис. 2.1,б.

Розрахунок перехідної функції виконаний методом чисельного інтегрування. Щоб уникнути неоднозначності, інтегрування слід почати не з нуля, а з неістотно

малого значення ω наприклад, з $\omega_{\min}=10^{-4}$. Верхню межу інтегрування приймемо рівним $\omega_{ДЧ}=1000.$

$$\theta_{П\beta}(t)=\frac{2}{\pi}\int\limits_{0,0001}^{1000}\frac{P_{\theta\beta}(\omega)}{\omega}\sin(\omega t)d\omega.$$

Крива перехідного процесу системи $\theta_{П\beta}(t)$ зображена на рис.2.1,а.

Цілком природно, що вона співпадає з кривою, розрахованою методом розкладання функції похибки на елементарні дроби. Більш загальною оцінкою показників якості перехідного процесу $\theta_{П\beta}(t)$ є квадратична інтегральна оцінка $I_{П\beta}=\int\limits_0^\infty\theta^2_{П\beta}(t)dt,$ яка може бути обчислена за допомогою формули Рейлі [1,2,58]

$$I_{П\beta}=\int\limits_0^\infty\theta^2_{П\beta}(t)dt=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\theta_{П\beta}(j\omega)\right|^2 d\omega. \qquad (2.27)$$

Для даної системи з астатизмом першого порядку, статична похибка при $\beta_p(t)=1(t)$ рівна нулю, тому скористатися виразом

$$\theta_{П\beta}(p)=K_{\theta\beta}(p)\times\beta_u(p)=K_{\theta\beta}(p)\frac{1}{p}.$$

тоді згідно (2.27)

$$I_{П\beta}(\omega)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|K_{\theta\beta}(j\omega)\frac{1}{j\omega}\right|^2 d\omega \qquad (2.28)$$

Підставивши в (2.26) значення $K_{\theta\beta}(j\omega)$ з формули (2.26) (виконавши заміну $p=j\omega$), отримаємо

$$I_{П\beta}=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{d_0(j\omega)^{10}+d_1(j\omega)^8+d_2(j\omega)^6+d_3(j\omega)^4+d_4(j\omega)^2+d_5}{\left|c_0(j\omega)^6+c_1(j\omega)^5+c_2(j\omega)^4+c_3(j\omega)^3+c_4(j\omega)^2+c_5 j\omega+c_6\right|^2}d\omega,$$

(2.29)

де $d_0=-7,779\times10^{-13};\ d_1=3,5372\times10^{-8};\ d_2=-1,7393\times10^{-4};\ d_3=0,1504;$

$d_4=-34,5788;\ d_5=1;\ c_0=8,82\times10^{-7}\ c_1=2,75128\times10^{-4};\ c_2=2,28593\times10^{-2};$

$c_3=0,650675;\ c_4=5,99;\ c_5=56,3;\ c_6=55,3.$

Значення інтегралу шостого порядку (2.46) визначається виразом [2,11,59]

$$I_6 = \frac{(-1)^{6-1} M_6}{2c_0 \Delta_6},$$ (2.30)

де $M_6 = -8,853556489 \times 10^{-9}$, $\Delta_6 = 0,032477431.$

Підставивши в (2.30) значення M_6, Δ_6 і значення $c_0 = 8,82 \times 10^{-7}$ із (2,29), отримуємо квадратичну інтегральну оцінку перехідного процесу

$$I_{П\beta} = I_6 = \frac{(-1)^{6-1} \times \left(-8,853556489 \times 10^{-9}\right)}{2 \times 8,82 \times 10^{-7} \times 0,032477431} = 0,155.$$ (2.31)

Таким чином, при $k_p = 55,3$ квадратична інтегральна оцінка системи $I_6 = I_{П\beta} = 0,155.$

2.5 Середньоквадратичне відхилення системи автоматичного керування ДС АФАР, що викликається збурюючою дією (положенням НС) $X(t)$

Вплив положення НС зв'язку під час руху на антену зв'язку залежить від кривизни земної поверхні і змінюється в широких межах. Тому і спектральну щільність положення апертури АФАР, можна вважати випадковим процесом, який також залежить від рельєфу місцевості. Нехай спектральна щільність збурюючої дії $X(t)$ визначається за виразом

$$S_X(\omega) = \frac{1}{\omega^2 + \beta^2},$$ (2.32)

де $\beta = 1$.

Спектральна щільність похибки системи керування, що викликається рельєфом місцевості

$$S_{\theta X}(\omega) = \left|K_{\theta X}(j\omega)\right|^2 S_X(\omega)$$ (2.33)

або після підстановки в (2.33) значення $S_X(\omega)$ з (2.32) і комплексній передаточній функції з (2.26) (підставивши $p = j\omega$).

Середнє значення квадрата похибки

$$\overline{\theta_X^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\theta X}(\omega) d\omega = I_8.$$ (2.34)

Приведемо даний інтеграл до табличного вигляду і виконавши розрахунок отримаємо

$$\overline{\theta_X^2} = I_8 = \frac{(-1)^{7-1} M_8}{2c_0 \times \Delta_8}, \qquad (2.35)$$

де $\Delta_8 = 12,7170165681,\ M_8 = -2,410262341 \times 10^{-14}$.

Підставивши значення M_8 та Δ_8 розрахуємо СКВ системи

$$\varepsilon_X = \sqrt{\overline{\theta_X^2}} = \sqrt{2,286 \times 10^{-9}} = 4,781 \times 10^{-5} \text{ рад} = 0,00274 \text{ град.} \qquad (2.36)$$

2.6 Динамічні похибки системи автоматичного керування діаграмою спрямованості, що викликаються зміною положення апертури АФАР $X(t)$

Окрім СКВ при оцінці точності системи автоматичного керування ДС АФАР бажано визначити її динамічні похибки для випадку впливу випадкової зміни $X(t)$ положення апертури АФАР у зв'язку із переміщенням НС, тому $X(t)$ будемо вважати збурюючим впливом представленим у вигляді детермінованої функції [25, 26, 27].

Відповідно теоремі про скінченні значення функції динамічні похибки $\theta_X(t)$ що викликаються зміною положення апертури АФАР $X(t)$ визначається за виразом

$$\theta_X(t) = \lim_{p \to 0} \left[p\theta_X(p) \right], \qquad \textbf{(2.37)}$$

або відповідно до (2.37)

$$\theta_X(t) = \lim_{p \to 0} \left[pK_{\theta X}(p) X_c(p) \right]. \qquad \textbf{(2.38)}$$

При зміні $X(t)$ за законом ступінчастої функції $X(t) = X_0 1(t)$ зображення якої $L\{X\} = X_0 / p$ статистична похибка відповідно до (2.37)

$$\theta_X(t) = \frac{a_4 M_0}{b_7}$$

де $a_4 = k_{ДМ} \times k_{ред} = 1,17 \times 10^{-3};\ b_7 = 55,3$

Випадкова зміна рельєфу місцевості викликає інерційний вплив на поворотний механізм антени, який приймемо $X_0 = 10$Н×м у такому разі, тобто

при постійному інерційному навантаженні під час руху НС, в існуючій системі автоматичного керування ДС АФАР виникає постійне розузгодження, тобто розузгодження по азимуту зростає в часі, прагнучи до нескінченності. При зміні $X(t)$ по квадратичному закону або більш складному закону, динамічна похибка також прямує до нескінченності [60, 61].

2.7 Показники якості перехідних процесів системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, що викликаються зміною положення апертури АФАР $\boldsymbol{X(t)}$

$$\theta_X = 2{,}116\times10^{-4}\,\text{рад} = 0{,}012\,\text{град}, \qquad (2.39)$$

Перехідну функцію системи автоматичного керування діаграмою спрямованості, що викликається ступінчастою зміною інерційного моменту поворотного механізму антени $X(t)$ визначимо частотним методом за допомогою формули [1, 2,62]

$$\theta_{ПХ}(t) = \frac{2}{\pi}\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{Дч}} \frac{P_{\theta X}(\omega)}{\omega}\sin(\omega t)\,d\omega,$$

де згідно $P_{\theta Д}(\omega) = \text{Re}\left[K_{\theta X}(j\omega)\right]$ дійсна частотна характеристика (ДЧХ) системи із похибкою, що викликається зміною $X(t)$.

ДЧХ $P_{\theta Д}(\omega)$ розрахована за допомогою системи MATH CAD зображена на рис.2.2,а. Крива перехідної функції $\theta_{ПХ}(t)$ при одиничній ступінчастій дії $X_0 = 1$Н×м зображена на рис. 2.2,б . Згідно графіку часу перехідного процесу $t_p = 5{,}4c$ статична похибка $X_{Xcm} = 2{,}1\times10^{-5}$рад .

Для випадку $X_0 = 10H\times м$ крива перехідного процесу $\theta_{ПХ}(t)$ зображена на рис. 2.2, в. З графіка видно, що при цьому статистична похибка $\theta_{Xcm} = 2{,}1\times10^{-4}$рад тобто вона співпадає із значенням (2.39), отриманих при розрахунку розузгодження, викликане інерційним впливом на поворотній механізм антени $X_0 = 10H\times м$

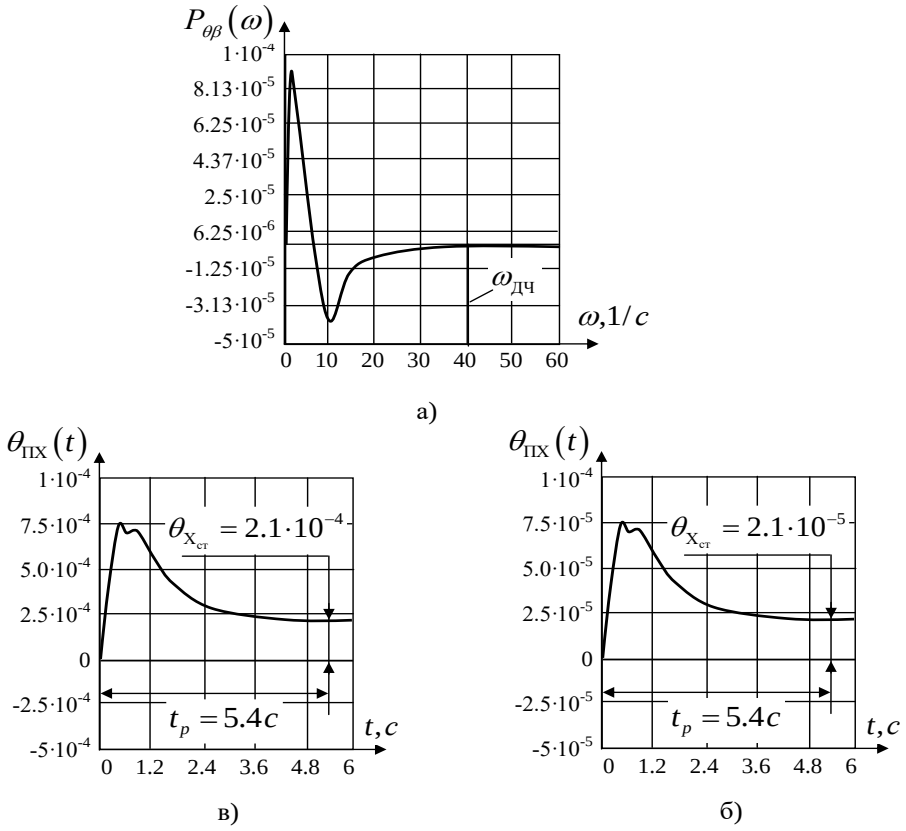


Рис. 2.2. Графіки перехідних процесів САК ДС, що викликані збурюючою дією $X(t)$

Для характеристики перехідного процесу представляє інтерес квадратична інтегральна оцінка процесу, що викликається одиничною ступінчастою збурюючою дією $X(t)$. Система автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР щодо збурюючої дії $X(t)$ є статичною і тому при одиничній ступінчастій дії $X(t)=1(t)$ виникає (2.39) стала похибка $\theta_{Xcm}(t)$. В цьому випадку перехідна складова похибка $\theta_{Xcm}(t)=\theta_X(t)-\theta_{Xcm}(t)$, а формула Рейлі [1,2,63] при одиничній збурюючій дії $X(t)$ приймає вигляд

$$I_{ПХ}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{K_{\theta X}(j\omega)-K_{\theta X}(0)}{j\omega}\right|^2 d\omega, \qquad (2.40)$$

Після приведення (2.40) до табличного інтеграла, отримаємо

$$I_{ПХ}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{d_0(j\omega)^{12}+d_1(j\omega)^{10}+d_2(j\omega)^8+d_3(j\omega)^4+d_4(j\omega)^3+d_5(j\omega)^2+d_6}{\left|c_0(j\omega)^7+c_1(j\omega)^6+c_2(j\omega)^5+c_3(j\omega)^4+c_4(j\omega)^3+c_5(j\omega)^2+c_6(j\omega)+c_7\right|^2}d\omega=I_{7,}$$

де $d_0=2{,}5153\times10^{-26}$; $d_1=-1{,}14386\times10^{-21}$; $d_2=5{,}6564\times10^{-18}$; $d_3=-6{,}98435\times10^{-15}$;

$d_4 = 1,07328 \times 10^{-13}$ $d_5 = -1,94156 \times 10^{-10}$; $d_6 = 9,01189 \times 10^{-9}$; $c_0 = 7,4962 \times 10^{-9}$;

$c_1 = 2,35353 \times 10^{-6}$; $c_2 = 1,99023 \times 10^{-4}$; $c_3 = 5,943 \times 10^{-3}$ $c_4 = 6,26756 \times 10^{-2}$;

$c_5 = 0,5868$;

$c_6 = 1,488$; $c_7 = 1$.

Значення інтегралу самого порядку визначається виразом [1,11,64]

$$I_7 = I_{ПХ} = \frac{(-1)^{7-1} \times M_7}{2 \times c_0 \times \Delta_7}. \qquad (2.41)$$

Підставляючи в (2.41) значення M_7 та Δ_7 отримаємо значення квадратичної інтегральної оцінки системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР при одиночній збурюючій дії $X(t)$

$$I_7 = I_{ПХ} = \frac{(-1)^{7-1} \times 2,4898750325 \times 10^{-30}}{2 \times 7,4962 \times 10^{-9} \times 4,62518646 \times 10^{-14}} = 3,578 \times 10^{-9}. \qquad (2.42)$$

2.7 Методика оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки за допомогою диференційного зв'язку

Таким чином, в результаті проведеного аналізу встановлено, що вихідна система автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР являє собою систему автоматичного керування з астатизмом першого порядку відносно задаючої дії (азимута на ретранслятор β_p і статичною відносно збурюючої дії (зміни положення апертури АФАР $X(t)$), та їй властиві значні середньоквадратичні і динамічні похибка, а також квадратичні інтегральні оцінки перехідних процесів викликаних цими діями. В цілому впливи цих дій можуть призвести до відхилення діаграми спрямованості в межах норми (рівень сигнал/шум, коефіцієнта помилок на приймачі ретранслятора). Але у випадках незадоволення цих вимог задача зводиться до оцінки випадкових збурень для таких систем, з метою їх компенсації в системі. Така оцінка неможлива через відсутність достовірної інформації про ділянку системи автоматичного керування на яку надходить випадкова збурююча дія.

Тому на наступному етапі розглянемо можливість оцінки системи автоматичного керування за рахунок введення похідних випадкової задаючої дії за допомогою розімкненого компенсаційного зв'язку, тобто шляхом побудови комбінованої системи автоматичного керування з диференційним зв'язком, за допомогою якого така оцінка можлива. Для компенсації впливу випадкової збурюючої дії (зміни положення апертури АФАР), прикладеної не на вході системи, необхідно ввести зв'язок за цією дією [15,23,65].

Покажемо можливість мінімізації СКВ і квадратичних інтегральних оцінок перехідних процесів, що викликаються випадковою задаючою $\alpha(t)$ і збурюючою $X(t)$ діями, прикладеними в різних точках системи, за допомогою введення в САК ДС одного диференційного зв'язку [1, 4, 66].

2.8 Синтез диференційного зв'язку системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки

Вважаючи, що система з диференціальним зв'язком (рис. 2.3) еквівалентна комбінованій системі (рис. 2.4), проведемо синтез диференційного зв'язку САК ДС АФАР зважаючи на відсутність впливу на стійкість замкнутої частини САК ДС АФАР. Одночасна мінімізація середньоквадратичних і квадратичних інтегральних похибок перехідних процесів, що викликаються задаючою $\alpha(t)$ і збурюючою $X(t)$ діями проводиться у відповідності із методом мінімізації середньоквадратичних відхилень і квадратичних інтегральних оцінок [41, 42,61].

Зменшення середньоквадратичних відхилень ε_α і ε_X здійснюється за рахунок підвищення порядку астатизму системи щодо задаючої дії $\alpha(t)$ з першого до другого і перетворення статичної системи щодо збурюючої дії $X(t)$ в астатичну з астатизмом першого порядку. Для підвищення порядку астатизма з першого до другого відносно $\alpha(t)$ необхідно ввести в систему першу похідну задаючої дії, а для перетворення статичною в астатичну відносно $X(t)$ слід ввести в систему сигнал, пропорційний збурюючій дії. Більш наглядним підходом для вирішення задачі оцінки показників якості перехідного процесу системи є розрахунок квадратичної інтегральної оцінки системи автоматичного керування ДС АФАР.

Передаточна функція диференційного зв'язку за задаючою дією

$$K_\alpha(p)=\frac{\tau_2 p^2+\tau_1 p}{d_2 p^2+d_1 p+1}=\frac{\tau_1 p(\tau_\alpha p+1)}{(T_{1\alpha}p+1)(T_{2\alpha}p+1)}=\frac{D_\alpha(p)}{F_\alpha(p)}, \qquad (2.44)$$

де $\tau_\alpha=\tau_2/\tau_1,\ T_{1\alpha}+T_{2\alpha}=d_1,\ T_{1\alpha}T_{2\alpha}=d_2.$

Згідно із рис. 2.4 передаточна функція за задаючою дією

$$K_\alpha(p)=\frac{p}{Tp+1}K_B(p). \qquad (2.45)$$

Прирівнявши (2.44) і (2.45) маємо

$$K_B(p)=\frac{\tau_1(\tau_\alpha p+1)(Tp+1)}{(T_{1\alpha}p+1)(T_{2\alpha}p+1)}=\frac{D_B(p)}{F_B(p)}, \qquad (2.46)$$

Приймемо $T = T_{1\alpha}$ отримаємо

$$K_B(p) = \frac{\tau_1(\tau_\alpha p + 1)}{(T_{2\alpha} p + 1)} = \frac{D_B(p)}{F_B(p)},$$

Потребуємо передаточна функція зв'язку за збурюючою дією $X(t)$

$$K_{XT}(p) = \frac{\tau_{1X} p + \tau_{0X}}{T_{1X} p + 1} = \frac{\tau_{0X}(\tau_X p + 1)}{T_{1X} p + 1} = \frac{D_K(p)}{F_K(p)}, \qquad (2.47)$$

де $\tau_X = \tau_{0X} / \tau_{1X}$.

Згідно рис. 2.4 передаточна функція зв'язку за збурюючою дією $X(t)$

$$K_X(p) = K_5(p)\frac{1}{p}K_\alpha(p) = \frac{k_5}{T_5 p + 1}\frac{1}{p}\frac{\tau_1 p(\tau_\alpha p + 1)}{(T_{1\alpha} p + 1)(T_{2\alpha} p + 1)} = \frac{k_X(\tau_\alpha p + 1)}{(T_5 p + 1)(T_{1\alpha} p + 1)(T_{2\alpha} p + 1)}, \qquad (2.48)$$

де $k_X = k_5\tau_1,\ T_{1\alpha} = T.$

Отримана передаточна функція $K_X(p)$ відрізняється від потребуємої $K_{XT}(p)$ на дві аперіодичні ланки, але цей зв'язок пропускає сигнал пропорційний збурюючій дії і його першої похідної, тобто дана система стала астатичною щодо збурюючої дії $X(t)$. Підставивши значення передаточній функцій системи (рис.2.4) і знайдене значення $K_B(p)$ із (2.46) в формули (2.43) і (2.44) та враховуючи $T_{1\alpha} = T,$ отримаємо

$$\theta_{\alpha Д} = \frac{(T_1 p + 1)\left[(T_3 p + 1)(T_{1\alpha} p + 1)(T_{2\alpha} p + 1) - k_3 k_1 \tau_1 \tau_\alpha p - k_3 k_1 \tau_1\right] p}{\left[(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)p + k_1 k_2 k_3\right](T_{1\alpha} p + 1)(T_{2\alpha} p + 1)}\alpha(p), \qquad (2.49)$$

$$\theta_{XД} = \frac{(T_1 p + 1)\left[(T_3 p + 1)(T_{1\alpha} p + 1)(T_{2\alpha} p + 1) - k_3 k_1 \tau_1 \tau_\alpha p - k_3 k_1 \tau_1\right] k_5}{\left[(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)p + k_1 k_2 k_3\right](T_{1\alpha} p + 1)(T_{2\alpha} p + 1)(T_5 p + 1)}X(p), \qquad (2.50)$$

або

$$\theta_{\alpha Д}(p) = \frac{a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p}{b_0 p^5 + b_1 p^4 + b_2 p^3 + b_3 p^2 + b_4 p + b_5}\alpha(p), \qquad (2.51)$$

де $a_0 = T_1 T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};\ a_1 = T_1 T_3 T_{1\alpha} + T_1 T_3 T_{2\alpha} + T_1 T_{1\alpha} T_{2\alpha} + T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};$

$a_2 = T_1 T_3 + T_{2\alpha} T_{1\alpha} + T_3 T_{1\alpha} + T_1 T_{2\alpha} + T_1 T_{1\alpha} + T_3 T_{2\alpha} - k_1 k_3 \tau_1 \tau_\alpha T_1;$

$a_3 = T_3 + T_{1\alpha} + T_{2\alpha} - k_1 k_3 \tau_1 \tau_\alpha + T_1 - k_1 k_3 \tau_1 \tau_\alpha;\ a_4 = 1 - k_1 k_3 \tau_1;$

$b_0 = T_1 T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};\ b_1 = T_1 T_3 T_{1\alpha} + T_1 T_3 T_{2\alpha} + T_1 T_{1\alpha} T_{2\alpha} + T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};$

$$b_2 = T_1T_3 + T_{2\alpha}T_{1\alpha} + T_3T_{1\alpha} + T_1T_{1\alpha} + T_3T_{2\alpha} - k_1k_3\tau_1\tau_\alpha T_1;$$
$$b_3 = T_3 + T_{1\alpha} + T_{2\alpha} - k_1k_3\tau_1\tau_\alpha + T_1 + -k_1k_3\tau_1T_1;$$
$$b_4 = 1 - k_1k_3\tau_1;\ b_5 = k_1k_2k_3.$$

$$\theta_{\alpha Д}(p) = \frac{a_0^1p^5 + a_1^1p^4 + a_2^1p^3 + a_3^1p^2 + a_4^1}{b_0^1p^6 + b_1^1p^5 + b_2^1p^4 + b_3^1p^3 + b_4^1p^2 + b_5^1p + b_6^1}X(p), \qquad (2.52)$$

де $a_0^1 = T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}k_5;\ a_1^1 = \left(T_1T_3T_{1\alpha} + T_1T_3T_{2\alpha} + T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha} + T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}\right)k_5;$

$$a_2^1 = \left(T_1T_3 + T_{2\alpha}T_{1\alpha} + T_3T_{1\alpha} + T_1T_{2\alpha} + T_1T_{1\alpha} + T_3T_{2\alpha} - k_1k_3\tau_1\tau_\alpha T_1\right)k_5;$$
$$a_3^1 = \left(T_3 + T_{1\alpha} + T_{2\alpha} - k_1k_3\tau_1\tau_\alpha + T_1 - k_1k_3\tau_1T_1\right)k_5;\ a_4^1 = \left(1 - k_1k_3\tau_1\right)k_5;$$
$$b_0^1 = T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5;\ b_1^1 = T_1T_3T_{1\alpha}T_5 + T_1T_3T_{2\alpha}T_5 + T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5 + T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5T_{1\alpha}T_{2\alpha};$$
$$b_2^1 = T_1T_3T_5 + T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha} + T_1T_{2\alpha}T_5 + T_5T_{1\alpha}T_{2\alpha} + T_1T_3T_{2\alpha} + T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha} + T_5T_3T_1 + T_1T_{1\alpha}T_5;$$

$$b_3^1 = T_{1\alpha}T_{2\alpha} + T_{1\alpha}T_3 + T_{1\alpha}T_{2\alpha} + T_1T_3 + T_1T_{1\alpha} + T_5T_{2\alpha} + T_5T_{1\alpha} + T_1T_5 + T_3T_{2\alpha} + k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5;$$
$$b_4^1 = T_1 + T_{2\alpha} + T_{1\alpha} + T_3 + T_5 + k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_{2\alpha} + k_1k_2k_3T_5T_{2\alpha} + k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_5;$$
$$b_5^1 = k_1k_2k_3\left(T_{2\alpha} + T_{1\alpha} + T_5\right) + 1.$$

У відповідності із (2.51) і (2.52) передаточні функції системи з диференційним зв'язком з похибкою

$$K_{\theta\alpha Д}(p) = \frac{a_0p^5 + a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p}{b_0p^5 + b_1p^4 + b_2p^3 + b_3p^2 + b_4p + b_5}, \qquad (2.53)$$

$$K_{\theta\alpha Д}(p) = \frac{a_0^1p^4 + a_1^1p^3 + a_2^1p^2 + a_3^1p + a_4^1}{b_0^1p^6 + b_1^1p^5 + b_2^1p^4 + b_3^1p^3 + b_4^1p^2 + b_5^1p + b_6^1}. \qquad (2.54)$$

Умовою підвищення порядку астатизму САК ДС АФАР з першого до другого відносно задаючої дії $\alpha(t)$ і перетворенням статичної системи в системи першого порядку астатизму відносно збурюючої дії $X(t)$ є наступний вираз

$$a_4 = a_4^1 = 1 - k_1k_3\tau_1 = 0. \qquad (2.55)$$

Виходячи з цієї умови знайдемо τ_1

$$\tau_1 = 1/k_1k_3 = 1/\left(4 \times 1{,}5\right) = 0{,}16666. \qquad (2.56)$$

Знайдемо значення τ_1 у відповідності із умовою підвищення порядку астатизму відповідає значення τ_{1opt} при якому мінімізується ε_α і ε_X системи автоматичного керування ДС АФАР.

Запишемо передаточні функції системи за похибкою для визначення параметрів $\tau_2, T_{1\alpha}, T_{2\alpha}$

$$K_{\theta\alpha Д}(p)=\frac{(T_1p+1)\left[(T_3p+1)(T_{1\alpha}p+1)(T_{2\alpha}p+1)-\tau_\alpha p-1\right]p}{\left[(T_1p+1)(T_3p+1)p+k_1k_2k_3\right](T_{1\alpha}p+1)(T_{2\alpha}p+1)}=\frac{D_{\theta\alpha Д}(p)}{F_{\theta\alpha Д}(p)}. \quad (2.57)$$

$$K_{\theta\alpha Д}(p)=\frac{(T_1p+1)\left[(T_3p+1)(T_{1\alpha}p+1)(T_{2\alpha}p+1)-\tau_\alpha p-1\right]k_5}{\left[(T_1p+1)(T_3p+1)p+k_1k_2k_3\right](T_{1\alpha}p+1)(T_{2\alpha}p+1)(T_5p+1)}\frac{D_{\theta\alpha Д}(p)}{F_{\theta\alpha Д}(p)}. \quad (2.58)$$

Структурна схема вихідної системи зображена на рис. 1.8 описується рівняннями

$$K_1(p)=\frac{k_1}{T_1p+1}=\frac{D_1(p)}{F_1(p)};\quad K_2(p)=k_2=\frac{D_2(p)}{F_2(p)}, \quad (2.59)$$

$$K_3(p)=\frac{k_3}{T_3p+1}=\frac{D_3(p)}{F_3(p)};\ K_4(p)=\frac{k_4}{p};\ K_5(p)=\frac{k_5}{T_5p+1}, \quad (2.60)$$

З параметрами $k_1=4;\ k_2=2;\ k_3=1{,}5;\ k_4=1;\ k_5=1{,}2;\ T_1=0{,}003c;\ T_3=0{,}009c;$ $T_5=T_3=0{,}009c.$ Параметри замкнутого контуру системи співпадають з параметрами системи автоматичного керування ДС АФАР з принципом керування по відхиленню зображеної на рис. 1.8. Рівняння системи з похибкою

$$\left[1+K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)\right]\theta(p)=\alpha(p)+K_5(p)K_4(p)X(p), \quad (2.61)$$

Звідси $\theta(p)=\theta_\alpha(p)+\theta_X(p),$

$$\theta_\alpha(p)=\frac{1}{1+K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)}\alpha(p), \quad (2.62)$$

$$\theta_X(p)=\frac{K_5(p)K_4(p)}{1+K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)}X(p), \quad (2.63)$$

зображення складових похибки системи, що викликаються задаючою $\alpha(t)$ і збурюючою $X(t)$ діями. Згідно із (2.62) і (2.63) передаточні функції системи, що пов'язують $\theta_\alpha(t)$ з $\alpha(t)$ і $\theta_X(t)$ з $X(t)$ (після підстановки значень передаточних функцій із (2.59) і (2.60) враховуючи, що $T_3=T_5$), отримаємо

$$K_{\theta\alpha}(p)=\frac{\theta_\alpha(p)}{\alpha(p)}=\frac{(T_1p+1)(T_3p+1)p}{(T_1p+1)(T_3p+1)p+k_p}=\frac{a_0p^3+a_1p^2+a_2p}{b_0p^3+b_1p^2+b_2p+b_3}; \quad (2.64)$$

$$K_{\theta X}(p)=\frac{\theta_X(p)}{X(p)}=\frac{k_4k_5(T_1p+1)}{(T_1p+1)(T_3p+1)p+k_p}=\frac{a_0p+a_1}{b_0p^3+b_1p^2+b_2p+b_3};\quad (2.65)$$

де $a_0=T_1T_3=2,7\times10^{-5};\ a_1=T_1+T_3=1,2\times10^{-2};\ a_2=1; b_0=T_1T_3=2,7\times10^{-5}; b_2=1;$ $b_3=k_1k_2k_3k_4=12;\ a_0=k_4k_5T_1=0,0036;\ a_1=k_4k_5=1,2.$

Із порівняння (2.57) і (2.64) та (2.58) і (2.65) слідує, що параметри диференційного зв'язку не входять в характеристичне рівняння замкнутого контуру системи $(F_{\theta\alpha}=0, F_{\theta X}=0),$ а отже і не впливають на її стійкість. Але введення диференційного зв'язку в САК призводить до утворення нових коренів в характеристичне рівняння $F_{\theta\alpha Д}=0,\ F_{\theta XД}=0,$ що дорівнюють $p_{1\alpha}=-1/T_{1\alpha},$ $p_{2\alpha}=-1/T_{2\alpha}.$ Цим кореням будуть відповідати нові компоненти $A_{1\alpha}e^{p_{1\alpha}t}$, $A_{2\alpha}e^{p_{2\alpha}t}$, $A_{1X}e^{p_{1\alpha}t}$, $A_{2\alpha}e^{p_{2\alpha}t}$, що призводить до додаткового фазового зсуву САК ДС. Таким чином, для того, щоб ці компоненти не завдавали істотного впливу на перехідні функції САК ДС, тобто на $I_{П\alpha}, I_{ПX}$ знаходимо корені характеристичного рівняння згідно (2.64)

$$F_{\theta\alpha}(p)=2,7\times10^{-5}p^3+0,012\times p^2+p+12=0,$$

При прийнятих параметрах системи дорівнюють $p_1=-14,411;\ \ p_2=-90,95;$ $p_3=-339,083,$ а перехідна складова похибки системи викликана зміною задаючої дії $\alpha(t)$

$$\theta_П(t)=A_1e^{p_1t}+A_2e^{p_2t}+A_3e^{p_3t}=A_1e^{-14,411t}+A_2e^{-90,95t}+A_3e^{-339,083t}.\quad (2.66)$$

Із трьох компонент перехідної складової похибки найповільніше затухаюча перша складова $A_1e^{-14,411t}$ відповідає меншій по абсолютній величині кореню $p_1=-14,411$. Тобто, щоб нові компоненти перехідних складових похибки $A_{1\alpha}e^{p_{1\alpha}t}$, $A_{2\alpha}e^{p_{2\alpha}t}$ затухали значно швидше можна прийняти

$$p_{1\alpha}=10\times(-14,411)=-144,11;\ \ p_{2\beta}=15\times(-14,411)=-216,165.$$

Звідси $T_{1\alpha}=-1/p_{1\alpha}=6,939\times10^{-3},\quad T_{2\alpha}=-1/p_{2\alpha}=4,626\times10^{-3},\quad d_1=T_{1\alpha}+T_{2\alpha},$ $d_2=T_{1\alpha}T_{2\alpha}.$

Найменший за абсолютною величиною корінь $p_1=-14,411$ характеристичного рівняння $F_{\theta\alpha}(p)$ являється також найменшим для рівняння $F_{\theta\alpha}(p)=0$ вихідної САК, тому нові компоненти $A_{1X}e^{p_{1X}t},\ A_{2X}e^{p_{2X}t}$ перехідної функції $X(t)$, також будуть затухати швидше ніж її перша компонента $A^1_{1\alpha}e^{p_1t}$ і

тому також буде незначно впливати на квадратичну інтегральну оцінку $I_{ПХ}$. Для вибраних значень $T_{1\alpha}$ і $T_{2\alpha}$ передаточні функції *(2.57)* і *(2.58)* за похибкою матимуть вигляд

$$K_{\theta\alpha Д}=\frac{\theta_{\alpha Д}(p)}{\alpha(p)}=\frac{a_0^{`}p^5+a_1p^5+a_2p^3+a_3p^2}{b_0p^5+b_1p^4+b_2p^3+b_3p^2+b_4p+b_5}=\frac{D_{\theta\alpha Д}(p)}{F_{\theta\alpha Д}(p)}, \quad (2.67)$$

де $a_1=T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}=8,667\times10^{-10}$;

$a_1=T_1T_3T_{1\alpha}+T_1T_3T_{2\alpha}+T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}=6,975\times10^{-7}$;

$a_2=T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}+T_1T_{1\alpha}+T_3T_{2\alpha}-k_1k_3\tau_1\tau_\alpha T_1=1,979\times10^{-4}-0,018\tau_2$;

$a_3=T_3+T_{1\alpha}+T_{2\alpha}-k_1k_3\tau_1\tau_\alpha=0,021-6\tau_2$;

$b_0=T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}=8,667\times10^{-10}$;

$b_1=T_1T_3T_{1\alpha}+T_1T_3T_{2\alpha}+T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}=6,975\times10^{-7}$;

$b_2=T_1T_{2\alpha}+T_{1\alpha}T_3+T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_1T_3+T_1T_{1\alpha}+T_3T_{2\alpha}=1,975\times10^{-4}$;

$b_3=T_1+T_{2\alpha}+T_{1\alpha}+T_3+k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}=2,395\times10^{-2}$;

$b_4=k_1k_2k_3(T_{2\alpha}+T_{1\alpha})+1=1,13878$;

$b_5=k_1k_2k_3=12$;

$$K_{\theta ХД}(p)=\frac{\theta_{ХД}(p)}{L(p)}=\frac{a_0^1p^4+a_1^1p^3+a_2^1p^2+a_3^1p}{b_0^1p^6+b_1^1p^5+b_2^1p^4+b_3^1p^3+b_4^1p^2+b_5^1p+b_6^1}=\frac{D_{\theta ХД}(p)}{F_{\theta ХД}(p)}, \quad (2.68)$$

де $a_0^1=T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}k_5=1,04\times10^{-9}$;

$a_1^1=(T_1T_3T_{1\alpha}+T_1T_3T_{2\alpha}+T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha})k_5=8,369\times10^{-7}$;

$a_2^1=(T_1T_3+T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}+T_1T_{2\alpha}+T_3T_{2\alpha}-T_1k_1k_3\tau_1\tau_\alpha)k_5=2,374\times10^{-4}-0,022\tau_2$;

$a_3^1=(T_3+T_{1\alpha}+T_{2\alpha}-k_1k_3\tau_1\tau_\alpha T_1)k_5=0,025-7,2\times\tau_2$;

$b_0^1=T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5=7,8\times19^{-12}$;

$b_1^1=T_1T_3T_{1\alpha}T_5+T_1T_3T_{2\alpha}T_5+T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5+T_1T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5+T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}=7,144\times10^{-9}$;

$b_2^1=T_1T_{1\alpha}T_5+T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_1T_{2\alpha}T_5+T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5+T_{1\alpha}T_3T_{2\alpha}+T_3T_{2\alpha}T_5+$

$+T_{1\alpha}T_1T_3+T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_1+T_1T_3T_5+T_{1\alpha}T_1T_5=2,478\times10^{-6}$;

$b_3^1=T_{2\alpha}T_1+T_{1\alpha}T_3+T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_1T_3+T_{1\alpha}T_1+T_5T_{2\alpha}+$

$T_{1\alpha}T_5+T_3T_5+T_1T_5+T_3T_{2\alpha}+k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}T_5=4,134\times10^{-4}$;

$b_4^1=T_1+T_{2\alpha}+T_{1\alpha}+T_3+T_5+k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}+k_1k_2k_3T_{2\alpha}T_5+k_1k_2k_3T_{1\alpha}T_5=0,0342$;

$b_5^1=k_1k_2k_3(T_{1\alpha}+T_{2\alpha}+T_5)+1=1,24678$;

$b_6^1=k_1k_2k_3=12.$

Визначимо τ_2 передаточної функції (2.44) диференційного зв'язку за допомогою якої здійснюється мінімізація квадратичної інтегральної оцінки перехідної функції, викликаної $\alpha(t)$.

Згідно формули Рейлі [1,2,12] квадратична інтегральна оцінка перехідної функції викликаної одиничною ступінчастою задаючою дією $\alpha(t)$

$$I_{\Pi\alpha Д} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|K_{\theta\alpha Д}(j\omega)\frac{1}{j\omega}\right|^2 d\omega, \qquad (2.69)$$

Або підставивши із (2.48) $K_{\theta\alpha Д}$ маємо

$$I_{\Pi\alpha Д} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|\frac{a_0(j\omega)^5 + a_1(j\omega)^4 + a_2(j\omega)^3 + a_3(j\omega)^2}{b_0(j\omega)^5 + b_1(j\omega)^4 + b_2(j\omega)^3 + b_3(j\omega)^2 + b_4(j\omega) + b_5}\right|^2 d\omega, \qquad (2.70)$$

Значення табличного інтегралу

$$I_{\Pi\alpha Д} = \frac{A_1 d_3 + A_2 d_2 + A_3 d_1 + A_4 d_0}{B}, \qquad (2.71)$$

де $A_1 = c_0^2 c_3 c_5 - c_0 c_1 c_2 c_5;$

$A_2 = -c_0^2 c_5^2 + c_0 c_1 c_4 c_5;$

$A_3 = -c_0 c_3 c_4 c_5 + c_0 c_3 c_5^2;\ A_4 = c_2 c_3 c_4 c_5 - c_2^2 c_5^2 - c_1 c_4^2 c_5 + c_0 c_4 c_5^2;$

$B = 2c_0\left(c_1 c_2 c_3 c_4 c_5 - c_1 c_2^2 c_5^2 - c_1^2 c_4^2 c_5 + 2c_0 c_1 c_5^2 c_4\right) - c_4 c_5 c_3^2 c_0 + c_5^2 c_0 c_2 c_3 - c_5^3 c_0^2; c_0 = T_1 T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};$

$c_1 = T_1 T_3 T_{1\alpha} + T_1 T_3 T_{2\alpha} + T_1 T_{1\alpha} T_{2\alpha} + T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};$

$c_2 = T_1 T_{2\alpha} + T_1 T_3 + T_{1\alpha} T_{2\alpha} + T_1 T_3 + T_1 T_{1\alpha} + T_3 T_{2\alpha};$

$c_3 = T_1 + T_{2\alpha} + T_{1\alpha} + T_3 + k_1 k_2 k_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};$

$c_4 = k_1 k_2 k_3\left(T_{2\alpha} + T_{1\alpha}\right) + 1;$

$c_5 = k_1 k_2 k_3;$

$d_0 = a_0^2;\ d_1 = -\left(a_1^2 - 2a_0 a_2\right);\ d_2 = a_2^2 - 2a_1 a_3;\ d_3 = -a_3^2;$

$a_0 = T_1 T_3 T_{1\alpha} T_{2\alpha};\ a_1 = T_1 T_3 T_{1\alpha} + T_1 T_3 T_{2\alpha} + T_1 T_{2\alpha} T_{1\alpha} + T_3 T_{2\alpha} T_{1\alpha};$

$a_2 = T_{1\alpha} T_{2\alpha} + T_3 T_{1\alpha} + T_1 T_{1\alpha} + T_3 T_{2\alpha} + T_{2\alpha} T_1 + T_3 T_1 - k_1 k_3 \tau_1 \tau_\alpha T_1;$

$a_3 = T_{1\alpha} + T_{2\alpha} + T_3 - k_1 k_3 \tau_1 \tau_\alpha;\ \tau_2 = \tau_1 \tau_\alpha.$

І виразу $\frac{dI_{\Pi\alpha Д}}{d\tau_2}$ обчислимо оптимальне значення τ_2 при якому $I_{\Pi\alpha Д}$ мінімальна

$$\frac{dI_{\Pi\alpha Д}}{d\tau_2} = \frac{A_1 dd_3}{B d\tau_2} + \frac{A_2 dd_2}{B d\tau_2} + \frac{A_3 dd_1}{B d\tau_2},$$

$\frac{dd_3}{d\tau_2} = -2a_3\frac{da_3}{d\tau_2} = 2k_1 k_3\left(T_3 + T_{1\alpha} + T_{2\alpha}\right) - k_1 k_3 \tau_2;$

де

$$\frac{dd_2}{d\tau_2}=2a_2\frac{da_2}{d\tau_2}-2a_1\frac{da_3}{d\tau_2}=2\left(T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}+T_1T_{1\alpha}+T_3T_{2\alpha}+T_1T_{2\alpha}+T_3T_1-k_1k_3\tau_2T_1\right)\left(-k_1k_3T_1\right)-2a_1\left(-k_1k_3\right);$$

$$\frac{dd_1}{d\tau_2}=2a_0\frac{da_2}{d\tau_2}=2T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}\left(-k_1k_3T_1\right).$$

Підставляючи значення похідних, отримуємо

$$\frac{dI_{\Pi\alpha Д}}{d\tau_2}=\frac{A_1}{B}2k_1k_3\left(T_3+T_{1\alpha}+T_{2\alpha}\right)-\frac{A_1}{B}2k_1^2k_3^2\tau_2+\frac{A_2}{B}\left[2\left(-k_1k_3T_1\right)\left(T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}+T_1T_{1\alpha}+T_3T_{2\alpha}+T_1T_{2\alpha}+T_3T\right)\right]+$$

$$+\frac{A_2}{B}2k_1^2k_3^2\tau_2T_1^2+\frac{A_2}{B}2a_1k_1k_3-\frac{A_3}{B}2T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}k_1k_3.$$

Із рівняння

$$\frac{dI_{\Pi\alpha Д}}{d\tau_2}=\left(-\frac{A_1}{B}2k_1k_3k_1k_3+\frac{A_2}{B}2k_1k_3T_1k_1k_3T_1\right)+\tau_2+\frac{A_2}{B}2\left(T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}+T_1T_{1\alpha}+T_3T_{2\alpha}+T_3T_1+T_1T_{2\alpha}\right)\left(-k_1k_3T_1\right)+$$

$$\frac{A_2}{B}2a_1k_1k_3+\frac{A_3}{B}2T_1T_3T_{1\alpha}T_{2\alpha}\left(-k_1k_3T_1\right)+\frac{A_1}{B}2k_1k_3\left(T_3+T_{1\alpha}+T_{2\alpha}\right)=0.$$

знаходимо оптимальне значення $\tau_2=\tau_{2aopt}$

$$\tau_{2aopt}=\frac{A_2\left(T_{1\alpha}T_{2\alpha}+T_3T_{1\alpha}+T_1T_{1\alpha}+T_3T_1+T_1T_{2\alpha}\right)\left(-T_1\right)+A_2a_1}{\left(A_1-A_2T_1^2\right)k_1k_3}+$$

$$+\frac{A_3T_1T_3T_1T_{2\alpha}\left(-T_1\right)+A_1\left(T_3+T_1+T_{2\alpha}\right)}{\left(A_1-A_2T_1^2\right)k_1k_3}=0,00303. \qquad (2.72)$$

Згідно формули Рейлі [1,2,66] квадратична інтегральна оцінка перехідної функції викликаної одиничною ступінчастою задаючою дією $X(t)$

$$I_{\Pi XД}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|K_{\theta XД}(j\omega)\frac{1}{j\omega}\right|^2d\omega, \qquad (2.73)$$

Підставивши $K_{\theta XД}$ згідно (2.49) маємо

$$I_{\Pi XД}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|\frac{a_0^1(j\omega)^4+a_1^1(j\omega)^3+a_2^1(j\omega)^2+a_3^1}{b_0^1(j\omega)^6+b_1^1(j\omega)^5+b_2^1(j\omega)^4+b_3^1(j\omega)^3+b_4^1(j\omega)^2+b_5^1(j\omega)+b_6^1}\right|^2d\omega$$

Провівши розрахунки отримаємо значення оптимального

$\tau_2=\tau_{2Xopt}=0,003451.$ (2.74)

Порівнявши (2.72) і (2.74) можемо зробити висновок, що значення τ_{2Xopt} майже не відрізняється від $\tau_{2\alpha opt}$. Що дозволяє стверджувати про можливість безпосередньої оцінки параметрів САК за допомогою побудованої системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР з диференційним зв'язком (рис. 2.3).

РОЗДІЛ 3
МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ ТА ДИНАМІЧНОЇ ТОЧНОСТІ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДІАГРАМОЮ СПРЯМОВАНОСТІ АФАР

3.1 Використання існуючих та запропонованого методів для зменшення помилок системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки

Для забезпечення вимог по імовірності безпомилкового побітового прийому сигналів у системах зв'язку, мають місце задачі удосконалення систем автоматичного керування діаграмою спрямованості на рухомих об'єктах, які містять у своєму складі складні рухомі АФАР.

У роботі особливу увагу приділено методам теорії автоматичного керування, для оцінки і підвищення показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР з метою покращення відношення сигнал/шум, коефіцієнта направленої дії антени, і як результат і ККД АФАР.

Як критерій використовується відхилення рівносигнального напряму променя АФАР від напряму на ретранслятор зв'язку (абонентської станції). Функція САК АФАР в свою чергу полягає у формуванні задаючих дій на вхід системи для реакції на збурюючі дії на систему автоматичного керування різного роду. Також під реакцією системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР на задаючі і збурюючі дії слід розуміти не миттєвий процес, що в свою чергу накладає негативний відбиток на швидкодію керування променем АФАР. Тобто задача зводиться до розрахунку середньоквадратичних відхилень та квадратичних інтегральних оцінок системи, та їх вплив на коефіцієнти передачі ланок системи автоматичного керування [17, 42,61].

Оцінку показників якості системи автоматичного керування ДС АФАР складно реалізувати в умовах випадкового середовища, коли користувач оточений відбивачами, які розсіюють його сигнал, і являє собою розподілене джерело з кутовими розмірами, що часто досягають декількох десятків градусів [18,66].

Підвищення якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР досягається за рахунок використання методів мінімізації СКВ систем автоматичного керування, синтезу диференційних зворотних зв'язків систем автоматичного керування, та методики оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР.

У розділі 1 визначено поетапність вирішення наукової задачі. У розділі 2 було запропоновано нову методику оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, за використання якого можливо оцінити випадкові збурюючі дії за допомогою САК з диференційним зв'язком. У розділі 3 необхідно вирішити наступні часткові взаємопов'язані завдання магістерської дисертаційних досліджень:

1. розробка методики підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки;

2. розробка імітаційної моделі системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки при випадкових задаючих і збурюючи діях.

Розглянемо більш докладно характеристики антенних решіток, які використовуються в сучасних системах зв'язку. Як відомо [26, 27, 55], антенні решітки складаються з великої кількості випромінюючих елементів, що розташовані відповідним чином один відносно одного. Коли сигнали, що надходять до всіх елементів, узгоджуються за амплітудою і фазою, що утворюється промінь, перпендикулярний площини антенної решітки. Переміщення променів в просторі досягається відповідною зміною фаз сигналів в елементах антенної решітки.

На рис. 3.1 наведена схема решітки, що складається з елементів з рівними відстанями між ними. У режимі передачі сигналів утворена діаграма спрямованості повинна утримуватись САК у напрямку на ретранслятор незалежно від характеру зміни його положення, та безпосередньо, положення апертури самої АФАР.

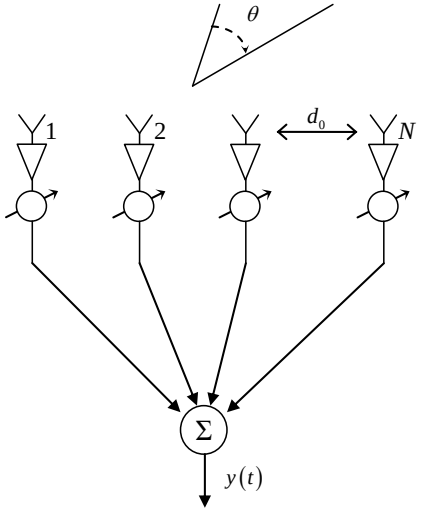


Рис. 3.1. Узагальнена функціональна схема АФАР

Сигнал першого елемента вважається опорним з фазою φ_0. Тоді різниця фаз для суміжних елементів дорівнює [12,55]

$$\Delta\varphi = \left(2\pi d_0 / \lambda\right)\sin\theta, \tag{3.1}$$

де d_0 відстань між елементами антенної решітки; λ - довжина хвилі; θ - кут на ретранслятор.

Тоді вираз, що описує діаграму спрямованості 2-х елементної АФАР має вигляд [21,66]

$$G(\theta) = A\left(1 + e^{j2\pi\frac{d\sin\theta}{\lambda_0}}\right). \tag{3.2}$$

Для лінійної еквідистантної антенної решітки вираз що описує ДС приймає вигляд

$$G(\theta) = A\sum_{i=1}^{N} e^{j2\pi\frac{d\sin\theta(i-1)}{\lambda_0}},$$

де N - кількість елементів АФАР, що розташовані на одній відстані d

Але з урахуванням того, що у кожному елементі АФАР є фазообертач в лінійній антенній решітці сума сигналів з виходів елементів здійснюється з відповідними фазовими зсувами ψ_i, еквівалентними затримкою в часі.

Введення цих фазових зсувів призводить до зміщення максимуму ДС на кут

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{1}{2\pi}\frac{\lambda_0}{d}\psi\right).$$

З урахуванням фазових зсувів в кожному елементі АФАР формула (3.2) для діаграми спрямованості приймає наступний вигляд

$$G(\theta) = A\sum_{i=1}^{N} e^{j\psi(i-1)} e^{j2\pi\frac{d\sin\theta(i-1)}{\lambda_0}} \qquad (3.3)$$

Таким чином, вираз (3.3) показує, що для формування головного пелюстка ДС на ретранслятор необхідно досягти високого ступеню запасу стійкості по фазі, незалежно від внутрішніх та зовнішніх збурюючих дій на САК ДС АФАР.

3.2 Обґрунтування і сутність методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки

Незважаючи на швидкий розвиток систем зв'язку із використанням АФАР, що залишаються не вирішеними питання підвищення їх ефективності в умовах внутрішніх та зовнішніх збурюючих дій САК ДС АФАР при збереженні керування амплітудою корисного сигналу (значення сигнал/шум). Негативний вплив збурюючих дій на САК ДС АФАР може бути значно послаблений за рахунок застосування адаптивних алгоритмів формування та обробки сигналів з використанням адаптивних антенних решіток [25,27, 31]. Сутність розробленої в даному розділі методики полягає в автоматичному керуванні діаграмою спрямованості АФАР в залежності від напрямку на ретранслятор розміщений на літальному апараті з урахуванням обмеження дальності, за критерієм максимуму коефіцієнту направленої дії АФАР при виконанні обмежень на ймовірність помилок системи.

Постановка завдання. Задано: параметри системи автоматичного керування ДС АФАР, $N = y$ (кількість прийомо-передавальних ППМ модулів АФАР або елементів АФАР), $k_i(p)$ коефіцієнти підсилення САК ДС АФАР і-го елементу структурної схеми САК АФАР, T_i сталі часу для і-ої ланки структурної схеми, $S_\beta(\omega)$ спектральна щільність стаціонарної випадкової задаючої дії $\beta(t), S_X(\omega)$ спектральна щільність випадкової збурюючої дії викликаної випадковим положенням апертури АФАР, коефіцієнт підсилення системи автоматичного

керування діаграмою спрямованості АФАР k_p по відхиленню вибирається у відповідності із методом мінімізації СКП ε_β.

Необхідно: визначити параметри САК ДС АФАР, які мінімізують СКП ε_X і квадратичну інтегральну оцінку I_X перехідних процесів, які впливають на точність встановлення головного пелюстка ДС АФАР при виконанні обмеження на значення ймовірності помилкового прийому сигналів $P_{ПОМ} \le P_{ПОМДОП}$.

Обмеження: де τ_c - тривалість групи сигналів, $\tau_{кс}$ - час кореляції сигналів; ймовірність помилкового прийому сигналів $P_{ПОМ} \le 10^{-6}$, $H = const$; $d = const$ - відстань до ретранслятора.

Допущення: $\tau_{РСАК} \le \tau_{ГП}$, час спрацювання скоректованої САК ДС $\tau_{РСАК}$, не перевищує час якому відповідає потребуємий рівень коефіцієнта підсилення АФАР $\tau_{ГП}$.

Завдання визначення значень параметрів САК ДС АФАР зводиться до оцінки СКВ та квадратичних інтегральних оцінок системи автоматичного керування з диференційним зворотнім зв'язком. Система рівнянь для вирішення оптимізаційної задачі має вигляд:

$$\begin{cases} \varepsilon_X = f\left(k_p\right) \to \min; \\ I_X = f\left(k_p\right) \to \min; \\ \psi_i \to const. \end{cases} \qquad (3.4)$$

Методика підвищення динамічної точності та швидкодії системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, схема алгоритму реалізації якої подана на рис. 3.2, складається з наступних етапів.

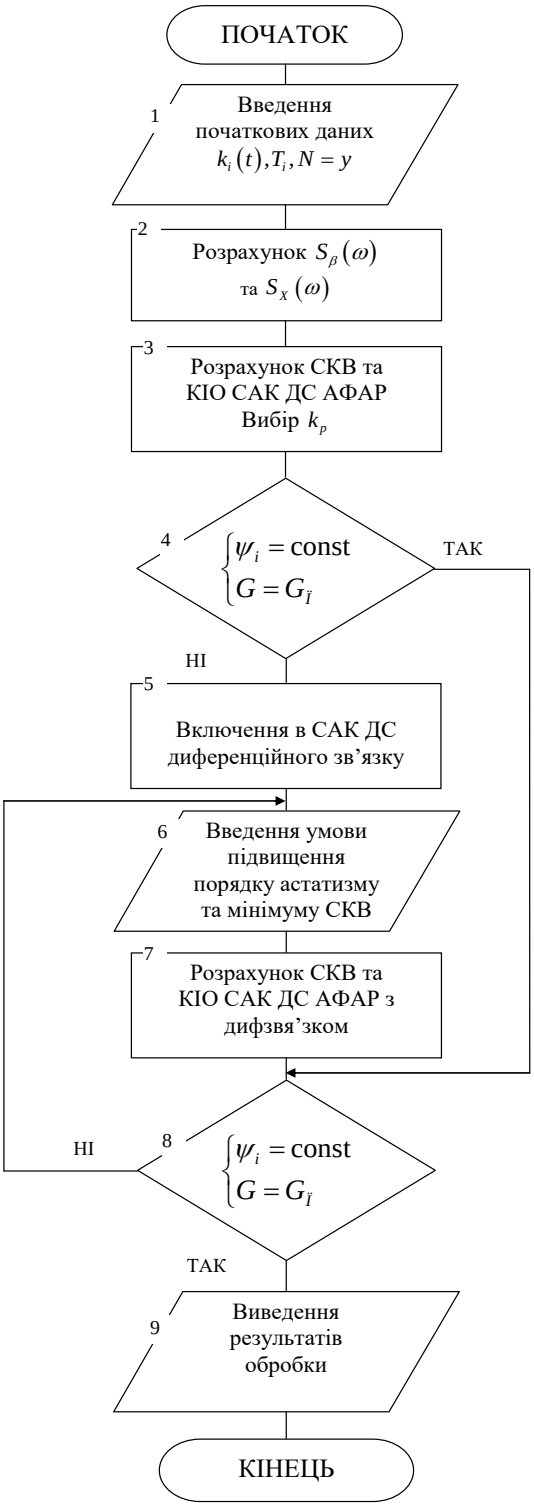


Рис. 3.2. Алгоритм застосування методики підвищення швидкодії та динамічної точності САК ДС АФАР

Введення вихідних даних. Вводяться параметри $K_i(p)$ передаточні функції за помилкою САК ДС АФАР і-го елементу структурної схеми САК АФАР; введення постійних часу для ланок САК $T_i, c,\ G = G_{\Pi}$.

Розрахунок показників якості САК ДС АФАР по напрямку на ретранслятор зв'язку.

1. Складання системи рівнянь що описує вихідну систему САК ДС АФАР з диференційним зв'язком.

2. Розрахунок спектральної щільності вихідної САК ДС АФАР по задаючій і збурюючій дії.

3. Розрахунок СКВ по задаючій ε_β та збурюючій ε_X діях системи.

4. Визначення коефіцієнта підсилення АФАР виходячи із умови мінімуму ε_β та ε_X.

5. Перевірка відповідності вимогам по критерію максимуму стабільності дискрету зміни фази сигналу ППМ АФАР $\psi_i \to const$ по результуючій КІО по задаючому впливу $\left(I_{\theta\beta} \to \min\right)$ САК ДС АФАР, та перевірка його відповідності вимогам по $G = G_П$.

Методика підвищення швидкодії та динамічної точності САК ДС АФАР.

1. Складання системи рівнянь що описує систему САК ДС АФАР з диференційним зв'язком.

2. Перевірка тотожності складових помилки по задаючій і збурюючій діях, комбінованій САК ДС АФАР з метою визначення еквівалентності побудованої системи для безпосереднього розрахунку показників якості САК ДС використовуючи методику оцінки показників якості системи автоматичного керування ДС АФАР розглянутого у розділі 2.

3. Здійснення синтезу параметрів передаточних функцій ланок дифзв'язків у відповідності до умови мінімізації СКВ і квадратичної інтегральної оцінки перехідної функції, викликаних задаючою дією – зміною азимута на ретранслятор.

4. Введення необхідної умови підвищення порядку астатизму.

5. Оцінка СКВ та КІО системи по випадковій задаючій дії.

6. Перевірка часу перехідних процесів САК внаслідок випадкової задаючої дії по критерію $\psi_i \to const$.

7. Оцінка СКВ та КІО системи по випадковій збурюючій дії.

8. Перевірка часу перехідних процесів САК внаслідок випадкової збурюючої дії по критерію $\psi_i \to const$.

В залежності від допустимих значень СКВ САК ДС АФАР і вимог по стійкості цих систем вибираються ті або інші умови підвищення якості САК ДС АФАР [18, 23, 41]. У відповідності до вимог, що висуваються, відбувається синтез параметрів системи для оцінки та формування задаючих дій з метою забезпечення високого ступеню стабільності по критерію $\psi_i \to const$. На рис. 3.2 зображено алгоритм застосування методики підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування ДС АФАР.

Початковим етапом даної методики є розрахунок спектральної щільності помилок вихідної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР (блок 1-2) по відхиленню за формулами

$$S_{\theta\beta}(\omega)=\left|\frac{K_{\theta\beta}(j\omega)}{j\omega}\right|^2 S_\beta(\omega),$$

По задаючій дії, та по випадковій збурюючій дії

$$S_{\theta X}(\omega)=\left|K_{\theta X}(j\omega)\right|^2 S_X(\omega).$$

Для розрахунку СКВ (блок3) по задаючій ε_a та збурюючій ε_X діях системи

$$\varepsilon_\beta=\sqrt{\overline{\theta_\beta^2}} \qquad (3.5)$$

По задаючій дії та

$$\varepsilon_X=\sqrt{\overline{\theta_\beta^2}} \qquad (3.6)$$

Збурюючій дії.

Наступним кроком є визначенням квадратичної інтегральної оцінки для задаючої і збурюючої дії за формулами

$$I_{П\beta}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|K_{\theta\beta}(j\omega)\frac{1}{j\omega}\right|^2 d\omega,$$

$$I_{ПX}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{K_{\theta X}(j\omega)-K_{\theta X}(0)}{j\omega}\right|^2 d\omega,$$

Запишемо передаточні функції для вхідної системи

$$K_{\theta a}(p)=\frac{\theta_a(p)}{a(p)}=\frac{(T_1p+1)(T_3p+1)p}{(T_1p+1)(T_3p+1)p+k_p}=\frac{a_0p^3+a_1p^2+a_2p}{b_0p^3+b_1p^2+b_2p+b_3}, \qquad (3.7)$$

$$K_{\theta X}(p)=\frac{\theta_X(p)}{X(p)}=\frac{k_4k_5(T_1p+1)}{(T_1p+1)(T_3p+1)p+k_p}=\frac{a_0'p+a_1'}{b_0p^3+b_1p^2+b_2p+b_3}, \qquad (3.8)$$

де $a_0=T_1T_3=2,7\times10^{-5}$; $a_1=T_1+T_3=1,2\times10^{-2}$; $a_2=1$; $b_0=T_1T_3=2,7\times10^{-5}$; $b_1=T_1+T_3=0,012$; $b_2=1$; $b_3=k_1k_2k_3k_4=12$; $a_0'=k_4k_5T_1=0,0036$; $a_1'=k_4k_5=1,2$.

Виконавши розрахунки для вхідної системи (рис. 1.8) отримаємо значення параметрів системи автоматичного керування при різних k_p

Середнє значення квадрату помилки

$$\overline{\theta_a^2}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_{\theta a}(\omega)d\omega=2\beta\overline{\Omega^2}I_4 \qquad (3.9)$$

Значення табличного інтегралу I_4 дорівнює

$$I_4 = \frac{d_1c_3 - c_1d_2 + \frac{d_3}{c_4}\left(c_1c_2 - c_0c_3\right)}{2\times\left(c_1c_2c_3 - c_0c_3^2 - c_4c_1^2\right)}. \qquad (3.10)$$

Підставивши в (3.10) значення коефіцієнтів при $k_p = 12$ отримаємо: $I_4 = 0,034.$ Згідно (3.5) середнє значення квадрату помилки

$$\overline{\theta_a^2} = 2\beta\overline{\Omega^2}I_4 = 2\times 0,1\times 18\times 0,034 = 0,124,$$

а СКВ системи $\varepsilon_a = \sqrt{\overline{\theta_a^2}} = \sqrt{0,124} = 0,352\,рад.$

Графік залежності $\varepsilon_a = f\left(k_p\right)$ побудований на підставі (3.5) та (3.9) зображений на рис. 3.3. Згідно графіку, як і передбачалося, СКВ ε_a зменшується із збільшення k_p. Мінімальне значення СКВ ε_a досягається при $k_{popt} = 421$ тобто на межі стійкості системи [12,29,62].

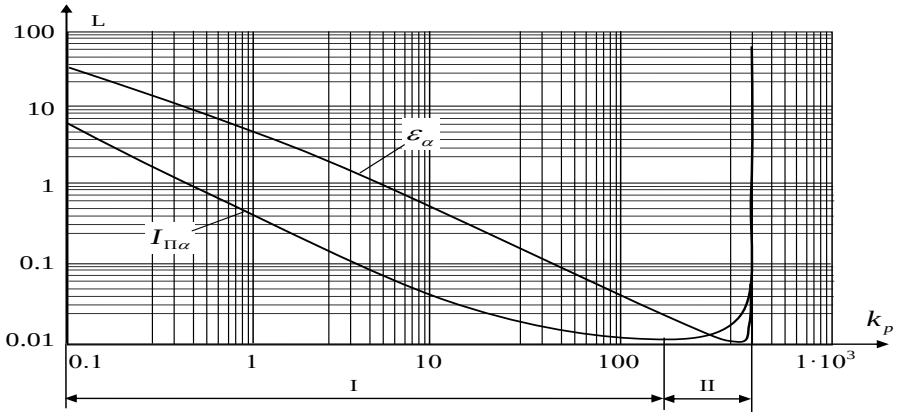


Рис. 3.3. Графіки залежності СКВ та КІО вихідної системи автоматичного керування діаграмою спряваності по задаючій дії від коефіцієнта підсилення

Непрямою оцінкою показників якості перехідного процесу $\theta_{Па}\left(t\right)$ може служити квадратична інтегральна оцінка яка може бути обчислена за допомогою формули Рейлі [1,2,14]

$$I_{Па} = \int_0^\infty \theta_{Па}^2\left(t\right)dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\theta_{Па}\left(j\omega\right)\right|^2 d\omega. \qquad (3.11)$$

Оскільки стала помилка даної системи з астатизмом першого порядку при задаючій дії у вигляді одиничної ступінчастої функції $\left(a\left(t\right)=1\left(t\right), a\left(p\right)=1/p\right)$ рівна нулю, то можна записати

$$\theta_{Па}(t) = K_{\theta a}(p)a(p) = K_{\theta a}(p)\frac{1}{p},$$

або

$$\theta_{Па}(j\omega) = K_{\theta a}(j\omega)\frac{1}{j\omega}. \qquad (3.12)$$

Підставивши значення $\theta_{Па}(j\omega)$ з (3.12) в (3.11), отримуємо

$$I_{Па} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|K_{\theta a}(j\omega)\frac{1}{j\omega}\right|^2 d\omega, \qquad (3.13)$$

або відповідно до (3.7)

$$I_{Па} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|\frac{a_0(j\omega)^2 + a_1 j\omega + a_2}{b_0(j\omega)^3 + b_1(j\omega)^2 + b_2 j\omega + b_3}\right|^2 d\omega. \qquad (3.14)$$

Значення табличного інтеграла $I_{Па}$ згідно дорівнює

$$I_{Па} = \frac{b_2 a_0^2 + b_0\left(a_1^2 - 2a_0 a_2\right) + b_0 b_1 a_2^2 / b_3}{2b_0\left(b_1 b_2 - b_0 b_3\right)}, \qquad (3.15)$$

або після підстановки значень коефіцієнтів з (3.7)

$$I_{Па} = \frac{1\times\left(2,7\times10^{-5}\right)^2 + 2,7\times10^{-5}\left(0,012^2 - 2\times2,7\times10^{-5}\times1\right)}{2\times2,7\times10^{-5}\left(0,0012\times1 - 2,7\times10^{-5}\times k_p\right)} + \\ + \frac{2,7\times10^{-5}\times0,012\times1^2 / k_p}{2\times2,7\times10^{-5}\left(0,012\times1 - 2,7\times10^{-5}\times k_p\right)} \qquad (3.16)$$

Підставляючи у формулу (3.16) різні значення k_p визначаємо квадратичні інтегральні оцінки $I_{Па}$ перехідних функцій системи (таб. 3.1).

Графік залежності $I_{Па} = f\left(k_p\right)$ побудований відповідно до (3.16), зображений на рис. 3.3. Графік $I_{Па} = f\left(k_p\right)$ має екстремальний характер. Мінімальне значення $I_{Па}$ набуває при $k_{popt} = 134$.

З розгляду рис. 3.3 виходить, що на ділянці II для зменшення СКП ε_a необхідно збільшувати коефіцієнт посилення системи k_p. Проте при цьому зростає квадратична інтегральна оцінка $I_{Па}$ прохідних процесів, тобто має місце суперечність між умовами мінімізації СКВ і квадратичної інтегральної оцінки, що є перешкодою на шляху підвищення показників якості системи.

Вказану суперечність можна вважати наслідком суперечності між умовою мінімізації СКВ і збільшення k_p - умовою стійкості системи з принципом керування по відхиленню. Як вказано в розділі 1, із збільшенням k_p зменшується запас стійкості системи (при збільшенні k_p від 12 до 300 запас стійкості по фазі зменшиться від $\gamma = 80^\circ$ до $\gamma = 8^\circ$) і при певному значенні k_p система втрачає стійкість.

Таблиця 3.1

Значення СКВ та КІО вихідної системи автоматичного керування по задаючій дії при різних значеннях коефіцієнтів підсилення

k_p	2	6	12	60	134	200	300	420
ε_a	2,71	0,701	0,352	0,071	0,032	0,021	0,014	0,011
I_a	0,256	0,089	0,048	0,015	0,012	0,013	0,02	0,11

Середнє квадратичне значення помилки в результаті збурюючої дії $X(t)$ (відхилення головного пелюстка ДС АФАР від напрямку на ретранслятор у зв'язку із випадковою зміною положення апертури АФАР).

$$\overline{\theta_X^2} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_{\theta X}(\omega)\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{a_0^1(j\omega)+a_1^1}{b_0(j\omega)^3+b_1(j\omega)^2+b_2 j\omega+b_3}\right|^2 \frac{1}{\omega^2+\beta^2}\,d\omega. \quad (3.17)$$

Приведемо інтеграл до табличного вигляду

$$\overline{\theta_X^2} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{d_0(j\omega)^6 + d_1(j\omega)^4 + d_2(j\omega)^2 + d_3}{\left|c_0(j\omega)^4 + c_1(j\omega)^3 + c_2(j\omega)^2 + c_3(j\omega) + c_4\right|^2}\,d\omega.$$

Значення табличного інтегралу

$$\overline{\theta_X^2} I_4 = (-1)^{4-1}\frac{d_0\left(c_2c_3c_4 - c_1c_4^2\right) - d_1c_1c_3c_4 + d_2c_0c_1c_4 + d_3\left(c_0^2c_3 - c_0c_1c_2\right)}{2c_0c_4\left(c_1c_2c_3 - c_0c_3^2 - c_1^2c_4\right)}. \quad (3.18)$$

Результати розрахунків $\varepsilon_X = \sqrt{\overline{\theta_X^2}}$ при різних k_p зображено на графіку залежності $\varepsilon_X = f(k_p)$ на рис. 3.4.

Згідно (3.6) система автоматичного керування ДС, щодо збурюючої дії $X(t)$ є статичною і тому при одиничній ступінчастій дії $X(t) = 1(t)$ виникає

$$I_{ПХ} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{a_0^1 j\omega + a_1^1}{\left(b_0(j\omega)^3 + b_1(j\omega)^2 + b_2 j\omega + b_3\right)j\omega} - \frac{k_5}{k_p j\omega}\right|^2 d\omega. \qquad (3.20)$$

Після приведення (3.20) до табличного вигляду отримаємо

$$I_3 = I_{ПХ} = \frac{(-1)^{3-1}\left(c_2c_3d_0 - c_0c_3d_1 + c_0c_1d_2\right)}{2c_0c_3\left(c_1c_2 - c_0c_3\right)}, \qquad (3.21)$$

або після підстановки значень коефіцієнтів з (3.7)

$$I_3 = I_{ПХ} = \frac{\left(-10{,}8k_p - 0{,}0648k_p^2 - 2880\right)}{k_p^3\left(-4000 + 9k_p\right)}.$$

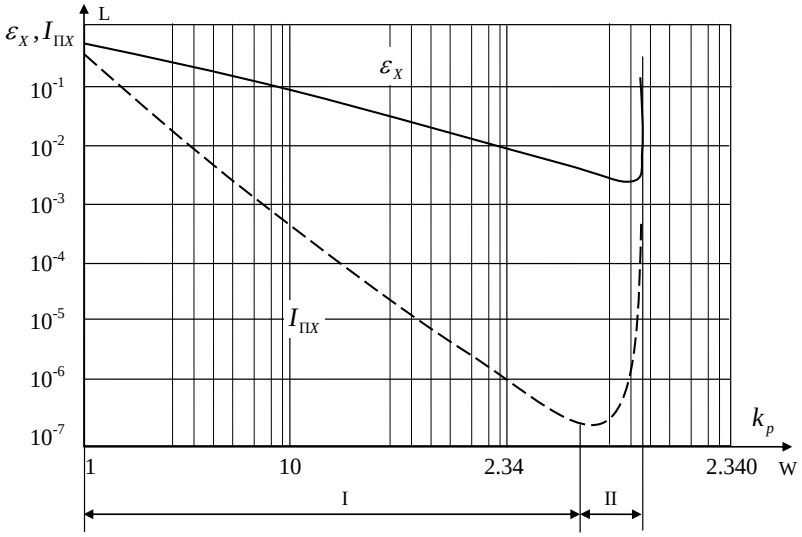


Рис. 3.4. Графіки залежності СКВ та КІО вихідної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості по збурюючій дії від коефіцієнта підсилення

Результати розрахунків $I_{ПХ}$ при різних k_p зведені в табл. 3.2.

Таблиця 3.2
Значення СКВ та КІО вихідної системи автоматичного керування по збурюючій дії при різних значеннях коефіцієнтів підсилення

	k_p 2	6	12	60	134	200	300	420
	ε_X 0,348	0,132	0,0682	0,014	$6{,}368\times10^{-3}$	$4{,}285\times10^{-3}$	$2{,}887\times10^{-3}$	$2{,}269\times10^{-3}$
	$I_{ПХ}$ 0,091	$3{,}46\times10^{-3}$	$4{,}49\times10^{-4}$	$5{,}033\times10^{-6}$	$8{,}168\times10^{-7}$	$4{,}336\times10^{-7}$	$3{,}405\times10^{-7}$	$1{,}156\times10^{-6}$

Графік залежності $I_{ПХ} = f\left(k_p\right)$зображений на рис.3.4. З графіка видно, що в системі з принципом керування по відхиленню при збільшенні k_p зменшується як СКП ε_X так і квадратична інтегральна оцінка $I_{ПХ}$.

Проте, як і при розгляді залежності ε_a і $I_{Па}$ (див. рис. 3.3) ділянка II (рис.3.4) присутня суперечність між умовами мінімізації СКВ ε_X і квадратичної інтегральної оцінки $I_{ПХ}$.

Порівнюючи рис. 3.3 і рис. 3.4 виходить, що ділянка II на рис. 3.4 є вужчою. Звідси можна зробити висновок, що при компромісному виборі коефіцієнта k_p слід виходити із вимог, що пред'являються до СКВ ε_a і квадратичної інтегральної оцінки $I_{Па}$ що викликаються задаючою дією $a(t)$, тобто при цьому виходити з рис.3.3.

Таким чином, на даному етапі застосування запропонованої методики виконується перевірка можливості застосування вихідної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, виходячи із компромісного вибору коефіцієнта підсилення, при якому забезпечується вимога по коефіцієнту помилок на прийомі [12,31,51].

Наступним етапом є перевірка відповідності вимогам по критерію максимуму стабільності дискрету зміні фази сигналу ППМ АФАР $\gamma \to const$ по результуючій КІО та задаючому впливу $\left(I_{\theta\beta} \to \min\right)$САК ДС АФАР, і перевірка його відповідності вимогам по $G = G_П$ (блок4).

У випадку, коли компромісного вибору параметрів САК ДС АФАР не достатньо для реалізації $\psi_i \to const, G = G_П$в систему автоматичного керування вводиться диференційний зв'язок побудований відповідно до методики оцінки показників якості САК ДС АФАР, а мінімізації СКВ [24,25], I (прямий ланцюг з передаточною функцією $p/(Tp+1)$) II (позитивний зворотній зв'язок, що містить моделі ланок $K_1(p)$ і $K_3(p)$ланка з передаточної функції $1/(Tp+1)$), суматора $\Sigma 3$ і загального елементу з передаточною функцією $K_B(p)$. Сигнал $U_3(t)$ з виходу суматора $\Sigma 3$ через загальну коректуючу ланку $K_B(p)$ поступає на суматор $\Sigma 4$ де складається з перетвореною напругою $U_2(t)$ сигналу помилки $\theta(t)$.

Система рівнянь що описує пропоновану структурну схему

$$\begin{cases} \theta(p) = a(p) - \beta(p); \\ U_4(p) = K_1(p)K_2(p)\theta(p) + K_1(p)\dfrac{p}{Tp+1}K_B(p)\theta(p) + \\ + K_3(p)K_1(p)\dfrac{p}{Tp+1}K_B(p)U_4(p); \\ \beta(p) = K_3(p)\dfrac{1}{p}U_4(p) - K_5(p)\dfrac{1}{p}X(p). \end{cases}$$

Розрахунок проведений у розділі 2, показав, що комбінована САК ДС АФАР еквівалентна побудованій системі з диференційним зв'язком, що дає можливість оцінити випадкові збурюючі дії прикладені не на вхід системи.

Наступним кроком є розрахунок коефіцієнтів (сталих часу перехідних процесів) системи з диференційним зв'язком $\left(\tau_\beta = \tau_2/\tau_1, \tau_X = \tau_{0X}/\tau_{1X}\right)$, як показано у розділі 2, та введення умови порядку астатизму. Ланки $K_B(p)$ і $1/(Tp+1)$ диференційного зв'язку не входить в характеристичне рівняння замкнутого контуру САК і тому їх можна вибирати відповідно до умови підвищення показників якості системи, зокрема з умовами мінімізації СКВ і квадратичної інтегральної оцінки.

Після розрахунку СКВ та КІО комбінованої САК ДС АФАР з розімкненими зв'язками по задаючій дії еквівалентної САК з диференційним зв'язком знову перевіряється виконання умови стабільності фазових зсувів $\psi_i \to const$, ППМ АФАР.

Новизна розробленої методики полягає в тому, що мінімізація СКВ та КІО систем автоматичного керування ДС АФАР здійснюється завдяки принципу побудови системи автоматичного керування з диференційним зворотнім зв'язком по критерію стабільності фазових зсувів на кожному з модулів АФАР.

Для порівняння до табл. 3.3 зведено розраховані значення параметрів САК та їх співвідношення відносно вихідної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР.

Таблиця 3.3.

Значення параметрів вихідної та отриманої системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР та їх основні співвідношення керування діаграмою спрямованості АФАР та їх основні співвідношення

k_p	2	6	12	60	134	200	300	420
$\varepsilon_{\alpha Д}$	1,367x10^{-3}	1,367x10^{-3}	1,366x10^{-3}	1,371x10^{-3}	1,423x10^{-3}	1,5x10^{-5}	1,801x10^{-3}	4,031x10^{-3}
$\varepsilon_\alpha / \varepsilon_{\alpha Д}$	1515	513,5	257,9	51,6	22,434	14,183	7,224	1,32
$I_{П\alpha Д}$	42,27x10^{-3}	5,069x10^{-3}	5,264x10^{-3}	6,224x10^{-3}	9,229x10^{-3}	0,014	0,025	0,161
$I_{П\alpha} / I_{П\alpha Д}$	51,837	17,641	9,087	2,212	1,238	0,231	0,79	0,686
$\varepsilon_{ХД}$	7,747x10^{-4}	7,425x10^{-4}	7,347x10^{-4}	6,802x10^{-4}	6,222x10^{-4}	6,137x10^{-4}	6,584x10^{-4}	1,312x10^{-4}
$\varepsilon_Х / \varepsilon_{ХД}$	465,80	177,26	22,69	20,769	10,253	6,232	4,385	1,361
$I_{ПХД}$	5,62 x10^{-7}	5,53 x10^{-7}	5,4 x10^{-7}	4,62 x10^{-7}	3,22 x10^{-7}	3,75 x10^{-7}	4,307 x10^{-7}	1,701 x10^{-7}
$I_{ПХ} / I_{ПХД}$	1,621	6,25	1,22	8,30	2,068	1,156	0,72	0,68

Із отриманих значень зведених до табл. 3.3 можна зробити висновок про суттєве підвищення динамічної точності за допомогою системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР з диференційним зв'язком відносно вихідної системи по задаючій дії $\left(\varepsilon_a / \varepsilon_{aД}\right)$, по збурюючій дії $\left(\varepsilon_X / \varepsilon_{XД}\right)$, та підвищення швидкодії по задаючій дії $\left(I_{Па} / I_{ПаД}\right)$, та по збурюючій $\left(I_{Па} / I_{ПаД}\right)$.

3.3 Оцінка ефективності запропонованої методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР

Ефективність застосування розробленої методики оцінюється як:

$$\Delta P_E = \frac{P_E^* - P_E}{P_E} \times 100\%, \qquad (3.25)$$

де P_E^* - коефіцієнт використання потужності сигналу із застосуванням запропонованої методики; P_E - коефіцієнт використанням потужності сигналу без адаптивної зміни параметрів АФАР.

На рис. 3.5 коефіцієнт $p = \frac{\psi_i}{\Delta\varphi}$, де ψ_i - показник фазової корекції і-го елементу АФАР; $\Delta\varphi$ - дискет встановлення фази сигналу АФАР. Результати моделювання показують, що застосування методики дозволяє підвищити енергетичну ефективність АФАР при випадкових збурюючих діях $X(t)$ на 7-12%.

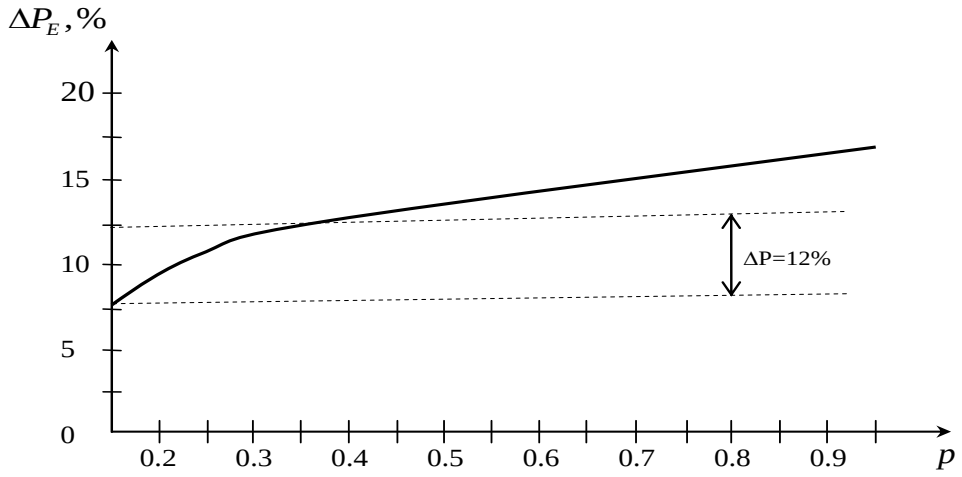


Рис. 3.5. Графік залежності потужності сигналу із застосуванням запропонованої методики

3.4 Моделювання системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР по азимуту на ретранслятор зв'язку

З метою підтвердження висновків про можливість підвищення швидкодії САК ДС АФАР за допомогою одного диференціального зв'язку середньоквадратичних, динамічних помилок, покращення показників якості перехідних процесів системи, що викликаються як задаючою, так і збурюючою дією, прикладеною до різних точок системи, виконано моделювання системи і системи диференційним зв'язком [18,29,63].

На рис. 3.6 зображена вихідна змодельована САК ДС АФАР, що містить структурні схеми вихідної системи з принципом керування по відхиленню і системи диференційним зв'язком, на входи яких поступає паралельно задаюча дія $\beta_p(t)$.

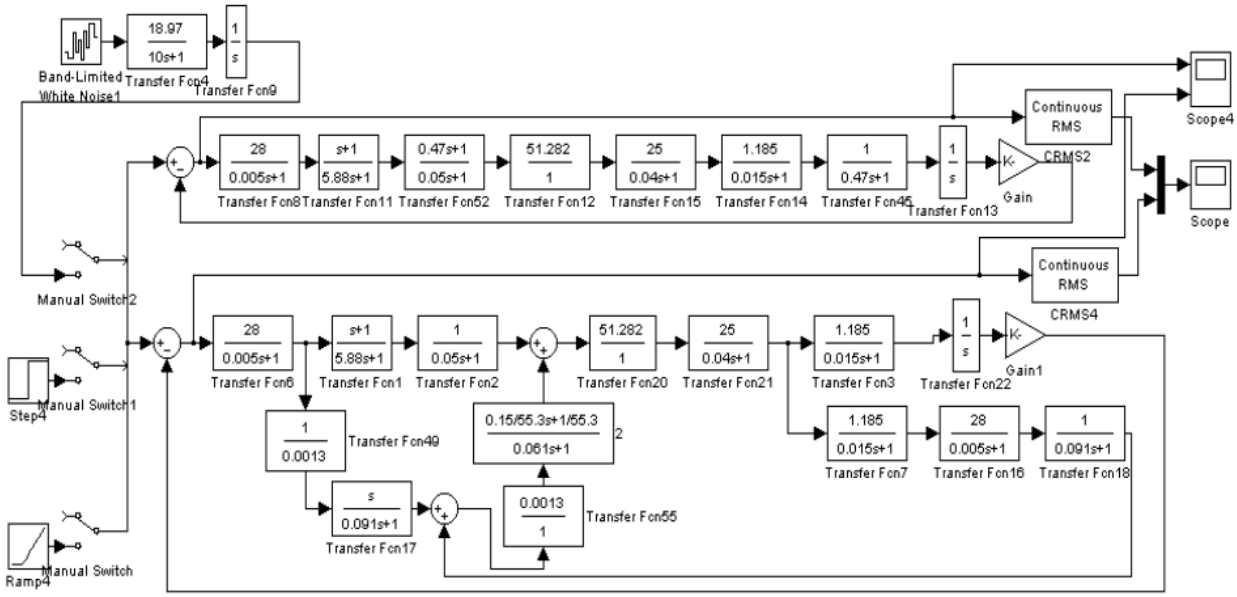


Рис. 3.6. Імітаційна модель вихідної системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР та системи з диференційним зв'язком, без каналів по збурюючій дії $X(t)$

Параметри вихідної системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР та системи з диференційним зв'язком, без каналів по збурюючій дії $X(t)$, рівні параметрам систем, розглянутим вище. За допомогою диференційного зв'язку в систему подана перша і друга похідні задаючого дії. Перша похідна (параметр τ_1) синтезована відповідно до умови підвищення порядку астатизму системи з першої до другої (умовою мінімізації СКВ), друга похідна (параметр τ_2) - відповідно до умови мінімізації квадратичної інтегральної оцінки перехідної функції системи, що викликається задаючою дією $\beta_p(t)$.

При замкнутому ключі К1 на входи систем паралельно поступає нестаціонарна випадкова задаюча дія, спектральна щільність похідної якої $S_\beta(\omega)=\dfrac{2\beta\overline{\Omega^2}}{\omega^2+\beta^2}$, сформована білого шуму за допомогою аперіодичної і інтегруючої ланок.

Для якісної оцінки впливу диференціального зв'язку на помилку відтворення випадкової задаючої дії на осцилограф Scope 1 подані, зображення помилки $\theta_\beta(t)$ (рис. 3.7, а) вихідної САК і помилка системи з диференційним зв'язком (рис. 3.7, б), порівняння кривих і $\theta_{\beta Д}(t)$ показано, що за допомогою диференційного

зв'язку вдається істотно зменшити помилку відтворення випадкової задаючої дії – азимута $\beta_p(t)$ супутника зв'язку.

Для кількісної оцінки впливу диференціального зв'язку на СКВ помилки обох систем через обчислювальні пристрої 1 і 2, що визначають СКВ відповідно до формули $\varepsilon_\beta = \sqrt{\theta_\beta^2}$, подаються на осцилограф Scope2. Крива $\varepsilon_\beta(t)$ (рис.3.8) відповідає середньоквадратичному значенню помилки вихідної системи, крива $\varepsilon_{\beta Д}$ - середньоквадратичній помилці системи з диференційним зв'язком.

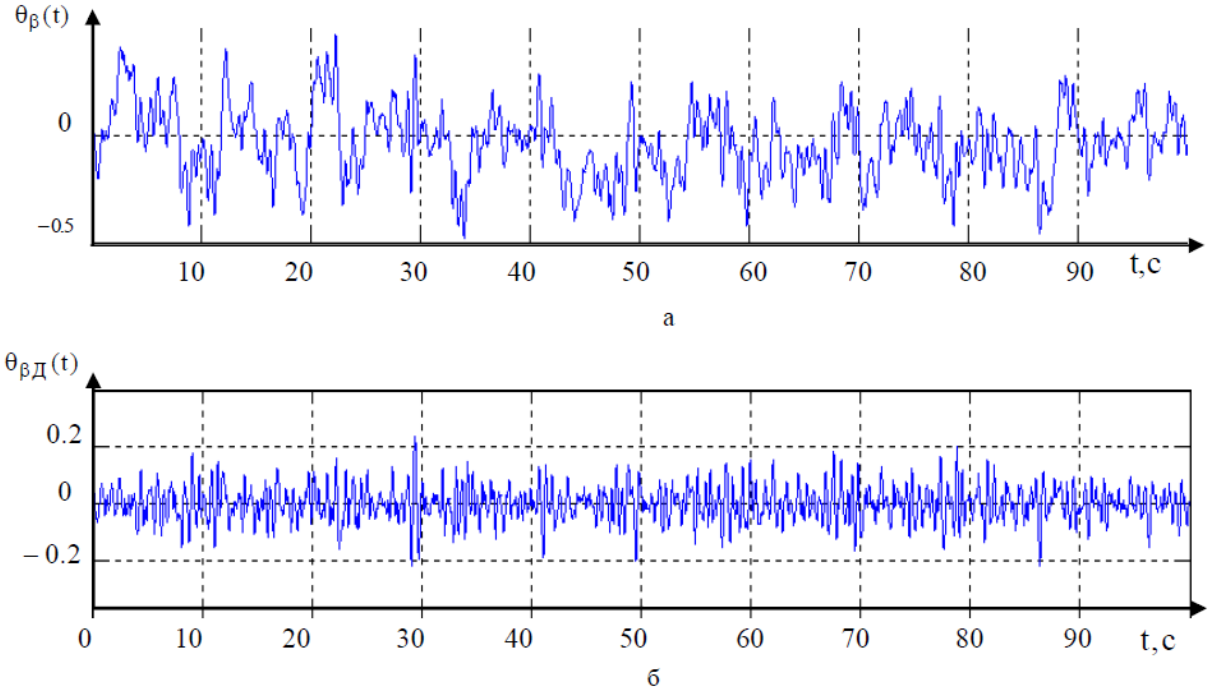


Рис.3.7. Осцилограми помилок зображення задаючої дії $\beta_p(t)$
а - $\theta_\beta(t)$ вихідної системи, б - $\theta_{\beta Д}(t)$ з диференційним зв'язком

У табл. 3.4 приведені розрахункові значення СКВ вихідної системи $\varepsilon_\beta(t)$ з диференційним зв'язком $\varepsilon_{\beta Д}(t)$ та їх значення, одержані в результаті моделювання.

Згідно табл. 3.4 розрахункові значення середньоквадратичних помилок, що викликаються випадковою задаючою дією, вихідної САК ДС і системи САК ДС з диференційним зв'язком з великим ступенем точності співпадають з їх значеннями, одержаними в результаті моделювання.

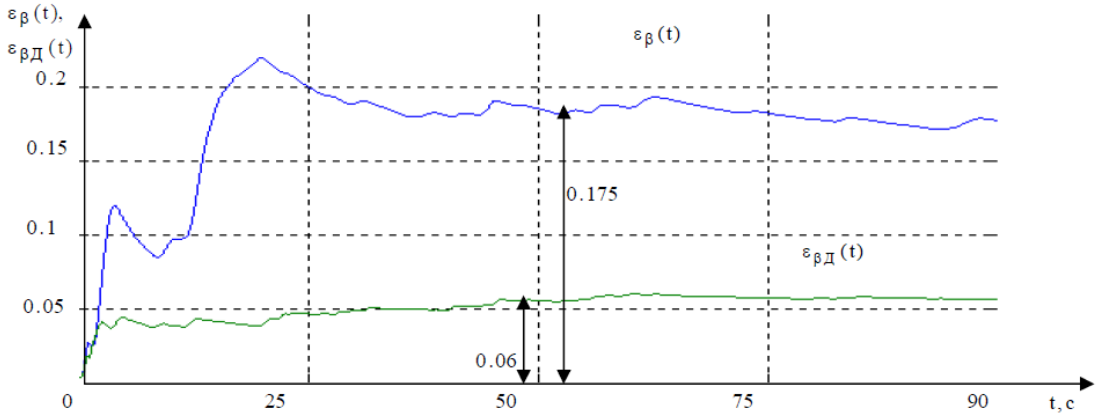


Рис. 3.8. Графіки середньоквадратичних відхилень САК
а – $\varepsilon_{\beta}(t)$ вихідної системи, б - $\varepsilon_{\beta д}$ з диференційним зв'язком

Таблиця 3.4

Розрахункові та отримані в результаті моделювання значення СКВ систем автоматичного керування ДС АФАР, та їх співвідношення

СКВ система їх співвідношення	Розрахункові значення	Результати моделювання
ε_{β}	0,17	0,175
$\varepsilon_{\beta д}$	0,059	0,06
$\varepsilon_{\beta} / \varepsilon_{\beta д}$	2,881	2,91
ε_{X}	$4{,}781 \times 10^{-5}$	$5{,}5 \times 10^{-5}$
$\varepsilon_{Xд}$	$9{,}581 \times 10^{-6}$	1×10^{-5}
$\varepsilon_{X} / \varepsilon_{Xд}$	4,99	5,5

При замкнутому ключі К2 (рис. 3.6) на входи обох систем подається одинична ступінчаста задаюча дія $\beta_p(t) = 1(t)$. Перехідні процеси початкової вихідної системи $\theta_{П\beta}(t)$ і системи з диференційним зв'язком $\theta_{П\beta д}(t)$ подаються на осцилограф Scope 1, зображені на рис. 3.9.

Із рис. 3.9 отримуємо, що показники якості перехідного процесу в системі з диференційним зв'язком значно вище, ніж у вихідній системі. Зокрема, час встановлення перехідного процесу зменшився в 1,84 рази.

Перехідні функції систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР, одержані в результаті моделювання співпадають з розрахунковими. Сталі помилки обох систем рівні нулю, що відповідає їх розрахунковим значенням.

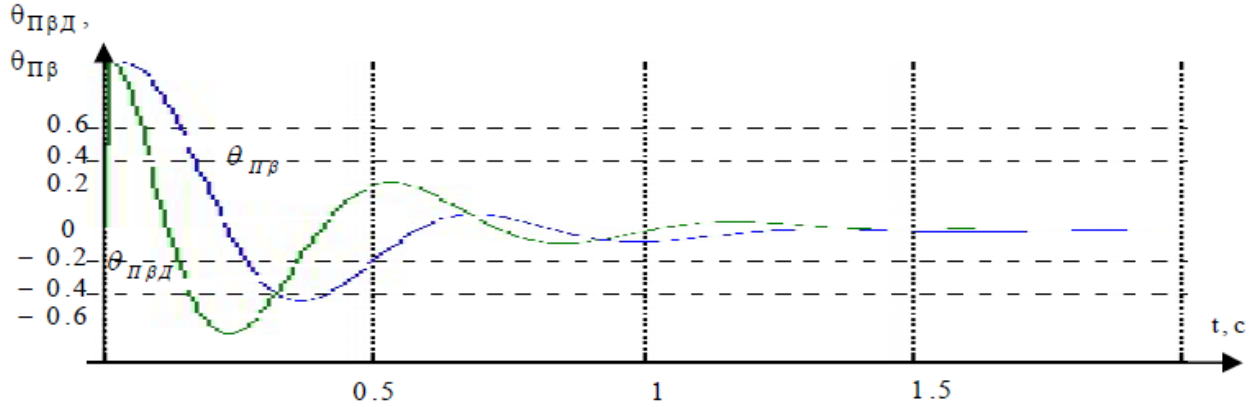


Рис. 3.9. Графіки зображень перехідних процесів при одиничній ступінчастій задаючій дії $\beta_p(t)$:
а - $\theta_{П\beta}(t)$ вихідної системи, б - $\theta_{П\beta д}(t)$ з диференційним зв'язком

При замкнутому ключі К3 на входи систем поступає задаюча дія, що змінюється по лінійному закону $\beta_p(t) = \beta_1 t,$ де $\beta_1 = 5\dfrac{\text{град}}{\text{с}}.$ Перехідні процеси вихідної системи $\theta_{П\beta}(t)$ і системи з диференційним зв'язком подаються на осцилограф Scope 1. З

розгляду осцилограм, зображених на рис.3.10, робимо висновок, що при лінійній зміні азимута ретранслятора зв'язку у вихідній системі виникає стала динамічна помилка $\theta_\beta(t) = 0,09$град, що відповідає розрахунковому значенню.

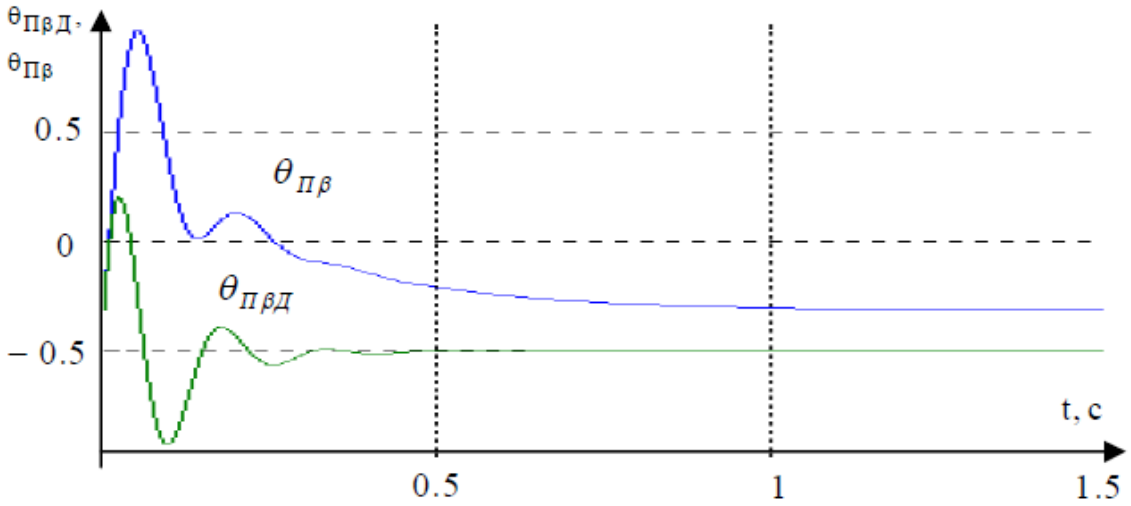


Рис. 3.10. Графіки зображень перехідних процесів при задаючій дії $\beta_p(t) = \beta_1 t$:

а - $\theta_{П\beta}(t)$ вихідної системи, б - $\theta_{П\beta Д}(t)$ з диференційним зв’язком

Показники якості перехідного процесу в системі з диференційним зв'язком істотно покращилась. У системі з диференційним зв'язком стала помилка рівна нулю, що відповідає теоретичним розрахункам.

ВИСНОВКИ

Основні недоліки існуючої системи радіозв'язку можливо частково вирішити шляхом підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки встановленої на рухомих об'єктах.

Складність використання вузько спрямованих антен в русі обумовлена складністю оцінки якості систем автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР.

1. Аналіз існуючих методів підвищення ефективності функціонування систем автоматичного керування активних фазованих антенних решіток показав, що найбільш простими і прозорими є безпосередні методи, серед яких частотний метод, коефіцієнтів помилок, квадратичних інтегральних оцінок.

Але використання безпосередніх методів не завжди доцільно для випадків, коли не можливо з максимальною точністю визначити в якому саме елементі структурної схеми змодельованої системи надходить збурюючи дія, тобто має випадковий характер. Завчасно змодельована система дозволить не тільки оцінити, а і керувати параметрами АФАР в реальному часі.

В результаті аналізу існуючої системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР встановлено: в результаті зміни задаючої дії відбувається збільшення часу перехідних процесів, що призводить до зниження коефіцієнта корисної дії антенної системи; зростання коефіцієнту помилок на прийомі; спостерігається відсутність можливості реакції системи збурюючої дії прикладеної до будь-якої точки системи у разі невідповідності заданому рівню сигнал/шум; з'ясувалося, що система має астатизм першого порядку щодо задаючої дії - азимута ретранслятора $\alpha(t)$ і є статичною щодо збурюючої дії - випадкового положення апертури АФАР $X(t)$.

2. В результаті розроблено нову методику оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки при випадковій задаючій та збурюючій діях, яка дозволяє визначити момент входження в зв'язок в динаміці руху апаратною та ретранслятором полягає у побудові системи автоматичного керування з диференційним зв'язком еквівалентній комбінованій за рахунок введення похідних випадкової задаючої дії з при застосуванні розімкненого компенсаційного зв'язку.

Використання запропонованої методики дозволяє здійснити оцінку динамічних характеристик системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активної фазованої антенної решітки, та покращити показники якості системи.

3. Отримано умови підвищення порядку астатизму для побудованої системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР з диференційним зв'язком для задаючої дії $\left(\tau_2 = \tau_{2a opt} = 0,00303\right)$ та $\left(\tau_2 = \tau_{2X opt} = 0,003451\right)$ для випадкової збурюючої дії, а їх наближена рівність свідчить еквівалентність даної системи комбінованій.

4. Удосконалена методика підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток, яка на відміну від існуючих суттєво скорочує реакцію системи управління на основі отриманих коефіцієнтів підсилення системи керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток на рухомих мобільних станціях зв'язку (комплексних апаратних зв'язку).

Запропонована методика базується на методах мінімізації середньоквадратичних відхилень систем автоматичного керування, методики оцінки показників якості систем автоматичного керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток.

Відображено нові можливості істотного підвищення точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР по азимуту на ретранслятор шляхом введення в систему диференціального зв'язку. За допомогою останньої здійснюється непряме вимірювання задаючої і збурюючої дій.

Завдяки синтезу диференціального зв'язку, виконаному відповідно до умов мінімізації середньоквадратичних відхилень ε_a та ε_X і умовами мінімізації квадратичних інтегральних оцінок перехідних процесів $I_{Па}$ та $I_{ПХ}$, що викликаються задаючою і збурюючою діями по критерію точності встановлення

фази сигналу ψ_i вдалося:

- усунути суперечність між умовами мінімізації ε_a та $I_{Па}$, а також ε_X і $I_{ПХ}$, істотно підвищити точність відтворення випадкової задаючої дії $\left(при\, k_p = 134 \;\; \varepsilon_a / \varepsilon_{aД} = 22.434\right)$;

- зменшити вплив перешкоди $X(t)$ $\left(при\, k_p = 134 \;\; \varepsilon_X / \varepsilon_{XД} = 10.253\right)$;

- покращити якість перехідних функцій, що викликаються задаючою β_p і збурюючою $X(t)$ діями $\left(при\, k_p = 134 \;\; I_{Па} / I_{ПаД} = 1.238, \quad I_{ПХ} / I_{ПХД} = 2.068\right)$.

5. Показано алгоритм роботи методики по критерію точності встановлення фази сигналу. Згідно алгоритму вихідна система автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР може задовольняти вимогам по коефіцієнту помилок, що виключає необхідність використання системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР з диференційним зв'язком. Що обумовлює універсальність данної методики.

Таким чином, запропонована методика підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою спрямованості АФАР дозволяє здійснювати поетапне керування параметрами системи в залежності від ступеню задоволення потреб по максимуму відношення сигнал/шум на ретрансляторі.

6. Проведено моделювання вихідної системи САК ДС АФАР з принципом керування по відхиленню та системи з диференційним зв'язком, на входи яких подається паралельно задаюча дія, а також системи з диференційним зв'язком, на який паралельно подається збурююча дія викликана випадковим положенням апертури АФАР. Результати моделювання на ПЕОМ системи керування з високою достовірністю підтвердили справедливість отриманих теоретичних розрахунків і переконали в можливості суттєвого підвищення показників якості системи автоматичного керування діаграмою спрямованості активних фазованих антенних решіток за допомогою введення в систему диференційного зв'язку. Результати моделювання показали, що застосування запропонованої методики дозволяє підвищити енергетичну ефективність активної фазованої антенної решітки при випадкових збурюючих діях $X(t)$ на 7-12%.

7. Таким чином, вирішені часткові взаємопов'язані завдання вказують на досягнення мети магістерського дисертаційного дослідження у повному обсязі.

Розділ 4. Розроблення стартап-проекту

Даний розділ має на меті проведення маркетингового аналізу задля визначення принципової можливості ринкового впровадження та можливих напрямів реалізації цього впровадження.

4.1 Опис ідеї проекту

В межах цього підрозділу аналізується зміст ідеї, можливі напрямки застосування, основі вигоди які може отримати користувач товару та відмінності від існуючих аналогів та замінників.

Методика може бути успішно застосована не тільки в системах керування озброєнням, але і в радіолокації широкого призначення: метеорадарах, авіаційних і наземних системах спостереження та інформаційного забезпечення, керування повітряним рухом, зв‘язку і т.д.

4.2 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

В межах даного підрозділу проводиться визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту. Визначення ринкових можливостей дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 4.1 Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

/п	Показники стану ринку	Характеристика
	Кількість головних гравців, од	1
	Загальний обсяг продаж, ум. од.	Невідомий
	Динаміка ринку	Зростає
	Наявність обмежень для входу	Невідома
	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Існують
	Середня норма рентабельності в галузі, %	Невідома

За результатами аналізу важно зробити висновок щодо привабливості для входження за попереднім оцінюванням.

Визначимо потенційні групи клієнтів.

Таблиця 4.2 Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія	Відмінності у поведінці різних потенційних	Вимоги споживачів до товару

			цільових груп клієнтів	
	Покращення швидкодії автоматичного управління ДС	Науковці, розробники антенних систем	Невідомі	Точність, швидкість обрахунку, адекватність результату

Проведемо аналіз ринкового середовища: складемо таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають.

Таблиця 4.3 Фактори загроз

/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
	Новий функціонал ПЗ конкурентів	Впровадження нового функціоналу аналогічного до розроблюваного у цьому проекті	Вихід з ринку

Таблиця 5.7 Фактори можливостей

/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
	Новий функціонал у проекті що розробляється	Додавання нових моделей та можливостей у проект, що розроблюється	Розроблення цього функціоналу

Проведемо аналіз пропозиції: визначимо загальні риси конкуренції на ринку.

Таблиця 4.4 Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
Тип конкуренції – монополістична	Одне підприємство майже зайняло усю нішу	Значний
За рівнем конкурентної боротьби – національне	Дане підприємство відомо по усьому світу	Значний
За галузевою ознакою – внутрішньогалузева	Конкуренція виконується в рамках однієї галузі	Значний
Конкуренція за видами товарів –		

невідомо		

За результатами аналізу можна зробити висновок, що працювати на даному ринку можна незважаючи на конкурентну ситуацію. Для поширення продукту він повинен володіти рядом факторів, які відрізняють його від існуючого конкурента.

Перелічимо фактори конкурентоспроможності

Таблиця 4.5 Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
	Простота	Дана розробка не вимагає від користувача особливих знань у галузі
	Дешевизна	За наявності ліцензії
	Швидкодія	Геометрія бажаної структури отримується значно швидше ніж у продукті конкурента

Проведемо аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту.

Таблиця 4.6 Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

/п	Фактор конкурентоспроможності	Б али -20	Рейтинг товарів –конкурентів у порівнянні з проектом, що розробляється						
		1	-3	-2	-1	0	1	2	+3
	Простота								
	Дешевизна								
	Швидкодія								

Проведемо SWOT-аналіз

Таблиця 4.7 SWOT-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Простота Дешевизна Швидкодія	Слабкі сторони: Невідома компанія Відсутність стартового капіталу
Можливості: Розширення функціоналу Нові технології	Загрози: Продукти-замінники

З огляду на SWOT-аналіз можна прийти до висновку що нема потреби розробляти альтернативи ринкового впровадження цього проекту.

4.3 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку, а саме опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 4.8 Вибір цільових груп потенційних споживачів

	Опис профілю цільової групи	Готовність	Орієнтовний попит	Інтенсивність	Простота входу

/п	потенційних клієнтів	споживачів сприйняти продукт	в межах цільової групи	конкуренції в сегменті	у сегмент
	Науковці	Готові	Високий	У сегменті значна конкуренція	Важко
	Розробники антенних систем	Готові	Високий	У сегменті не значна конкуренція	Важко

Для роботи в обраних сегментах ринку сформулюємо базову стратегію розвитку.

Таблиця 4.9 Визначення базової стратегії розвитку

/п	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія ринку
	Диференційований маркетинг	Простота, дешевизна, швидкодія	Стратегія спеціалізації

Виберемо конкурентну поведінку

Таблиця 4.10 Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

/п	Чи є проект «першопроходьцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкуренту?	Стратегія конкурентної поведінки
	Ні	Ні	Ні	Заняття конкурентної ніші

Розробимо стратегію позиціонування, що полягає у формуванні ринкової позиції, за яким споживачі мають ідентифікувати проект.

Таблиця 4.11 Визначення стратегії позиціонування

/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту
	Точність			

4.4 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Сформуємо маркетингову концепцію товару, який отримає споживач.

Таблиця 4.12 Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
1. Товар за задумом	Покращення швидкодії автоматичного управління ДС
2. Товар у реальному виконанні	Властивості: 1. Простота 2. Дешевизна 3. Швидкодія
	Якість: апробація на готових фізичних моделях
	Пакування: відсутнє
	Марка: відсутня
3. Товар із підкріпленням	До продажу: невідомо
	Після продажу: невідомо

Товар не буде якимось чином захищатись від копіювання та буде поширюватись як є.

Визначимо цінові межі, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на товар.

Таблиця 4.13 Визначення меж встановлення ціни

/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар
	7-10 тис. ум. од.	До 10 тис ум. од.	Високий	Безкоштовно

Визначимо оптимальну систему збуту

Таблиця 4.14 Формування системи збуту

/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
	Невідома	Вільний доступ до товару	Невідома	Вільний доступ до товару

Розробимо концепцію маркетингових комунікацій

Таблиця 4.22 Концепція маркетингових комунікацій

/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
	Невідома	Інтернет, наукові публікації	Можливості проекту	Донести про можливості проекту	Донесення про можливості та сильні стороні проекту

Висновки за розділом 4

За результатами проведеного аналізу можна зробити висновок, що є можливість ринкової комерсалізації проекту оскільки на ринку є попит на таку продукцію. Ліцензія планується бути безкоштовною, тому комерсалізація не має сенсу бути.

5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

При виконанні даної науково-дослідної роботи розглядаються питання безпеки та охорони праці при розробці програмного забезпечення. Враховуючи той факт, що виконання даної магістерської дисертації потребує використання засобів обчислювальної техніки, то в цьому розділі буде доцільним розробити відповідні технічні рішення та організувати захист, що пов’язані з забезпеченням безпечних та комфортних умов праці при використанні персональної електронно обчислювальної машини (ВДТ ПЕОМ), а також питання електробезпеки в робочому приміщенні лабораторії, де виконувалася ця робота і питання безпеки в надзвичайних ситуаціях.

В першу чергу, передбачається, з урахуванням ДСТУ ISO 9241-06 та ДНАОП 0.00-1.31-99, визначити потенційно небезпечні і шкідливі фактори, що виникають при експлуатації ВДТ ПЕОМ, вплив цих факторів на користувачів ВДТ, розглянути принципи їх нормування, а також передбачити можливі комплексні заходи щодо запобігання шкідливого впливу цих факторів на виробничий персонал.

5.1 Визначення основних потенційно небезпечних і шкідливих факторів при виконанні науково-дослідної роботи

При роботі з ВДТ ПЕОМ можна виділити наступні потенційно небезпечні і шкідливі 68актории:

- небезпека ураження електричним струмом;

- м’яке рентгенівське випромінювання ВДТ ПЕОМ;
- електро-магнітне випромінювання ВДТ ПЕОМ;
- ультрафіолетове і інфрачервоне випромінювання ВДТ ПЕОМ;
- електростатичне поле між екраном і оператором ВДТ ПЕОМ;
- наявність пилу, озону, оксидів азоту й аероіонізації;
- недостатнє освітлення приміщення та наявність відблисків від екрану монітора;
- неоптимальні параметри мікроклімату (температура, відносна вологість, швидкість руху, рівень іонізації повітря тощо).

Організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничо-санітарних норм на робочих місцях

5.2 Електробезпека

За способом захисту людини від ураження електричним струмом згідно ГОСТ 12.2.007.0-75 ВДТ ПЕОМ та периферійні пристрої відносяться до I та II класів за електронебезпекою.

Приміщення відноситься до сухих, так як відносна вологість у приміщеннях не перевищує 60%.

За ступенем небезпеки ураження електричним струмом дане приміщення відноситься до приміщень без підвищеної небезпеки, тому що в ньому відсутні умови, які створюють підвищену або особливу небезпеку: вологість, струмопровідний пил, хімічно активне середовище, струмопровідна підлога, підвищена температура. Існує можливість одночасного доторкання до металевих елементів технологічного устаткування чи металоконструкцій будівлі, що з'єднані із землею, та до металевих частин електроустаткування, які можуть опинитися під напругою.

В приміщенні розташовується більше 5 персональних ЕОМ, тому для прокладення трипровідникового захищеного проводу використано гнучкі металеві рукава та на помітному, доступному місці встановлено аварійний резервний вимикач. Таким способом реалізована електромережа штепсельних розеток для живлення персональних ЕОМ, периферійних пристроїв, електрочайника тощо. Самі розетки монтуються на негорючих пластинах з урахуванням вимог ПУЕ та Правил пожежної безпеки в Україні та виконані за магістральною схемою.

Заземлення та занулення електрообладнання відповідає вимогам ДНАОП 0.00-1.21-98 “Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів” та ГОСТ 12.1.030.81.

Для протирання підлоги застосовують рідини, пара яких не утворює вибухопожежонебезпечних сумішей з повітрям та не викликає корозії контактів електричних з`єднань.

Основними заходами захисту від ураження електричним струмом для даного приміщення є забезпечення недоступності струмоведучих частин, що

знаходяться під напругою, від випадкового дотику, організація безпечної експлуатації електронагрівальних приладів а також занулення устаткування з використанням автоматів струмового захисту. При наявності занулення замикання фази на корпус перетворюється в одноразове коротке замикання струму, від я кого спрацьовує пристрій максимального струмового захисту і вимикає пошкоджений електроприлад. Так як в приміщеннях зберігаються горючі матеріали, то електрична проводка в приміщенні прихована під шаром штукатурки 2,5 см.

Розрахунок електромережі на вимикаючу здатність включає знаходження величини струму КЗ і розрахунок номінального струму спрацювання пристрою максимального струмового захисту.

Вихідні дані для розрахунку:

- Uф=220 В – фазна напруга;
- кабель трьохжильний 3х1,5 мм^2 плюс 1х0,85 мм^2, матеріал – алюміній (ρ=0,031 Ом·мм^2/м);
- L=150 м – відстань від трансформатора до споживача;

Розрахуємо активний опір фазного та нульового проводів:

$$r_H = r_\Phi = \frac{\rho \cdot L}{S_\Phi} = \frac{0,031 \cdot 150}{1,5} = 3,1(Ом)$$

Струм однофазового КЗ знаходиться по формулі:

$$I_{КЗ} = \frac{U_\Phi}{r_\Phi + r_H + r_и} = \frac{220}{3,1+3,1+0,3} = 33,9(A)$$

Де $r_H = 0,3(Ом)$ розрахований опір трансформатора потужністю 250 Вт.

Номінальний струм спрацювання автомату струмового захисту розраховується за формулою (К – необхідна кратність струму КЗ до струму спрацювання автомату струмового захисту):

$$I_{ном} = \frac{I_{КЗ}}{K} = \frac{33,9}{1,4} = 24,2(A)$$

розрахунків видно, що при однофазному КЗ номінальний струм спрацювання автомату захисту повинен бути рівним 25 А.

При однофазному КЗ нульовий провід і з’єднаний з ним корпус електроустаткування за час спрацювання максимального струмового захисту знаходяться під напругою (Uпр) відносно землі:

$$U_{ДОТ} = I_{КЗ} \cdot r_H = 33,9 \cdot 3,1 = 105,1(B)$$

Розрахована напруга $U_{ДОТ} < U_{ДОТ.ДОП}$ у відповідності з ГОСТ 12.1.038-88

при $t < 0,2c(U_{ДОТ} = 250(B))$.

Державний контроль за станом пожежної безпеки ведуть інспектора Держпожнагляду.

5.3 Розрахунок штучного освітлення робочих місць користувачів ВДТ ПЕОМ

При дослідженні штучного освітлення треба аналогічно природному освітленні порівняти фактичне значення з нормованим.

Нормоване значення освітлення для адміністративно-управлінських приміщень при загальній освітленості по ДБН В.2.5-28-2006 при використанні люмінесцентних ламп $E_H = 400$ люкс.

Значення фактичного освітлення може розрахуватися за допомогою методу коефіцієнта використання світлового потоку по формулі:

$$E_Ф = \frac{F_л \cdot \eta_B \cdot N \cdot n}{S \cdot K_З \cdot Z},$$

Де $F_л$ - світловий потік лампи, лм (для люмінесцентних ламп потужністю 40 Вт – $F_л$ = 3120 лм);

η_B - коефіцієнт використання світлового потоку (η_B = 0,4..0,6=0,5);

N=6 – кількість світильників, шт;

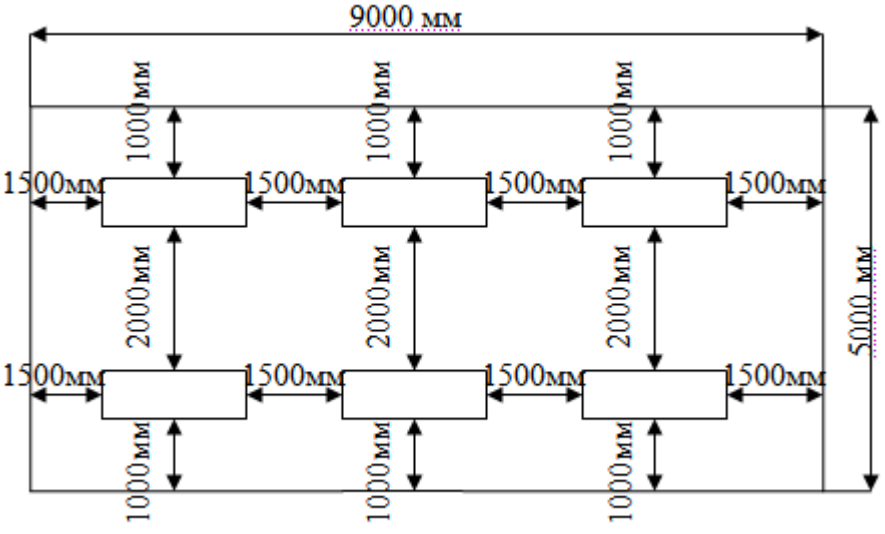
n=3 – кількість ламп у світильнику, шт; S = 45 – площа приміщення, м2;

$K_З$ – коефіцієнт запасу, $K_З$ =1,5..2; $K_З = 1,5$

Z = 1,1 – коефіцієнт нерівномірності освітлення.

$$E_Ф = \frac{3120 \cdot 0,5 \cdot 6 \cdot 3}{45 \cdot 1,5 \cdot 1,1} = 378(\text{люкс})$$

Допустиме відхилення фактичного освітлення від нормативного є



+20%..10%.

Схема розміщення світильників у приміщенні наведено на рис. 1.

Рис. 1. Схема розміщення світильників

5.4 Розрахунок природної вентиляції щодо її відповідності існуючим санітарним вимогам

При дослідженні достатності вентиляції в адміністративно-управлінських приміщеннях слід мати на увазі, що відповідно до ДБН 3.2.5-28-2006 об`єм виробничого приміщення, яке доводиться на одного працюючого, повинен складати не менше 15 м^3. Інакше для нормальної роботи в приміщенні необхідно забезпечити постійний повітрообмін за допомогою вентиляції не менше ніж L1=30 м^3/год на кожного працюючого. Таким чином, потрібний повітрообмін $L_Н$, м^3/год, розраховується за формулою:

$$L_H = L_1 \cdot n = 30 \cdot 6 = 180(\frac{м^3}{год}),$$

де n=6 – найбільша можлива кількість працюючих у приміщенні.

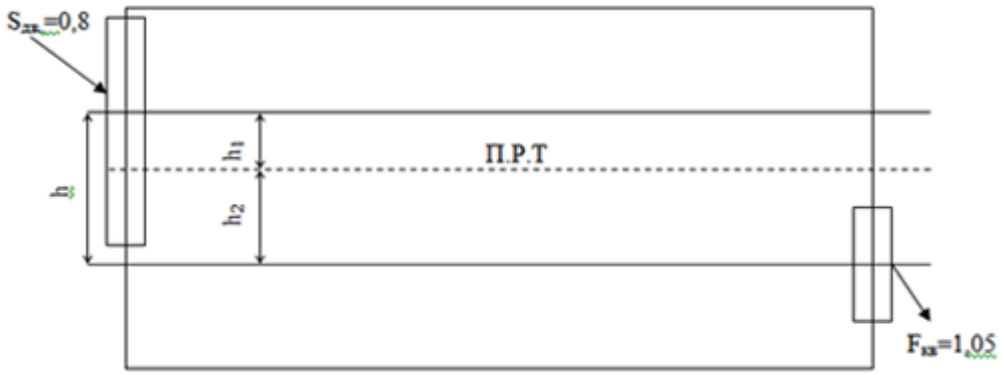


Рис. 2. Схема розрахунку природної вентиляції

Знайдемо фактичне значення повітрообміну, користуючись схемою, наведеною на рисунку 2, за формулою:

$$L_Ф = \mu \cdot F \cdot V \cdot 3600,$$

Де $\mu = 0,55$ - коефіцієнт витрати повітря,

$F_{КВ}$ – площа кватирки ($F_{КВ}$ = 1,4·0,75=1,05 ²);

V – швидкість виходу повітря через кватирку або вентиляційний канал, м/с, яка розраховується за формулою:

$$V = \sqrt{\frac{2 \cdot g \cdot \Delta H_2}{\gamma_c}},$$

де g=9,8 м/с^2 – прискорення вільного падіння;

ΔH_2 – тепловий тиск, під дією якого буде виходити повітря з кватирки.

Розраховується за формулою:

$$\Delta H_2 = h_2 \cdot (\gamma_з - \gamma_{вн}),$$

де $\gamma_з, \gamma_{вн}$ – відповідно об"ємна вага повітря ззовні приміщення та всередині його, кг/м3.

Об"ємна вага повітря розраховується за формулою:

$$\gamma = 0{,}465 \cdot \frac{P_б}{T},$$

де Рб=750 мм.рт.ст – барометричний тиск;

Т – температура повітря в К (для теплового періоду року у приміщенні t=28 ^{o}С, або Т=310К, для холодного періоду року t =-17 ^{o}С або Т=290 К; ззовні приміщення для літа t=24 ^{o}С або Т=297 К, для зими t=-11 ^{o}С, або Т=262 К (СниП 2.04.05-91).

$\gamma_{с(л)} = 0{,}465 \cdot 750/310 = 1{,}125$; $\gamma_{с(з)} = 0{,}465 \cdot 750/290 = 1{,}203$; $\gamma_{з(л)} = 0{,}465 \cdot 750/297 = 1{,}174$; $\gamma_{з(з)} = 0{,}465 \cdot 750/262 = 1{,}331$;

Знайдемо h2 із співвідношень: $\frac{h_1}{h_2} = \frac{F_{кв}^2}{S_{дв}^2}$

$$h=0,8+1,4/2=1,1\ (м)$$

$$F_{кв}{}^2=(1,05)\cdot 2=1,1025\ (м^2)$$

$$S_{дв}{}^2=(2\cdot 0,8)\cdot 2=2,56\ (м^2)$$

Розв''яжемо систему:

$$\begin{cases} h_1+h_2=h \\ \frac{h_1}{h_2}=\frac{F_{кв}{}^2}{S_{дв}{}^2} \end{cases} => \begin{cases} h_1+h_2=1,1 \\ \frac{h_1}{h_2}=\frac{1,1025}{2,56} \end{cases} => \begin{cases} h_1=1,1-h_2 \\ 1,1-h_2=0,431\cdot h_2 \end{cases} =>$$

$$=> \begin{cases} h_1=1,1-h_2 \\ 1,431\cdot h_2=1,1 \end{cases} => \begin{cases} h2=0,8\ (м) \\ h1=0,3\ (м) \end{cases}$$

Звідси:

$H_2(л)=0,8\cdot(1,174-1,125)=0,039;$ $H_2(з)=0,8\cdot(1,331-1,203)=0,102;$

$$Vл=\sqrt{\frac{2\cdot 9,8\cdot 0,039}{1,125}}=0,82\ (м/с);$$ $$Vз=\sqrt{\frac{2\cdot 9,8\cdot 0,102}{1,203}}=1,289\ (м/с);$$

$L_ф(л)=0,55\cdot 0,7\cdot 0,82\cdot 3600=1704,78\ (м^3/год)$

$L_ф(з)=0,55\cdot 0,7\cdot 1,289\cdot 3600=2679,831\ (м^3/год)$

Оскільки фактичне значення повітрообміну значно перевищує нормативне значення як взимку, так і влітку, то природна вентиляція(аерація) ефективна.

5.5 Неіонізуючі електромагнітні випромінювання, електростатичні та магнітні поля ВДТ ПЕОМ

В даному приміщенні використовуються рідкокристалічні монітори, тому гранично допустима напруженість електростатичного поля на робочих місцях не повинна перевищувати рівнів, наведених в ГОСТ 12.1.045 “ССБТ. Электростатические поля. Допустимые уровни на рабочих местах и требования к проведению контроля", СН № 1757-77 “Санитарно-гигиенические нормы допустимой напряженности электростатического поля”.

Рівні інфрачервоного випромінювання не перевищують граничних відповідно до ГОСТ 12.1.005 та СН № 4088-86 з урахуванням площі тіла, яка опромінюється, та ДСанПіН 3.3.2-007-98.

Рівні ультрафіолетового випромінювання не перевищують допустимих відповідно до СН № 4557-88 "Санітарні норми ультрафіолетового випромінювання у виробничих приміщеннях", та ДСанПіН 3.3.2-007-98.

Потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпуса відеотермінала при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв відповідно до Норм радіаційної безпеки України (НРБУ-97), затверджених постановою державного санітарного лікаря Міністерства охорони здоров’я України від 18.08.97 №58, не повинна

перевищувати 7,74..12 А/кГ, що відповідає еквівалентній дозі 0,1 мбер/год (100 мкР/год).

Відповідно до ГОСТ 12.1.005-88 вміст озону в повітрі робочої зони не повинен перевищує 0,1 мг/м3; вміст оксидів азоту – 5 мг/м3; вміст пилу – 4 мг/м3.

5.6 Відповідність параметрів мікроклімату існуючим санітарним вимогам

Порівняємо фактичні значення параметрів мікроклімату: температури повітря, відносної вологості, швидкості переміщення повітря з нормованими значеннями, встановленими відповідно до нормативних документів.

Фактичні значення одержували за допомогою безпосередніх власноручних вимірів, а також використовували готові дані вимірів в санітарно-технічних паспортах досліджуваних приміщень.

Відповідно до ГОСТ 12.1.005-88 роботи, які проводяться в приміщенні, відносяться до категорії 1а (легкі роботи з затратами енергії до 150 ккал/год). Швидкість переміщення повітря у приміщенні знайдемо за формулою:

$$V_n = \frac{L_ф}{висота \cdot глибина \cdot \mu \cdot 3600} = \frac{2679{,}831}{2{,}8 \cdot 5 \cdot 0{,}55 \cdot 3600} = 0{,}096 \text{ м/с}$$

Внесемо дані до таблиці 5.1.

Таблиця 5.1.

Підсумкова таблиця

Параметр	Значення параметра		Нормативний документ
	фактичне	нормоване	
1) Температура повітря (°С):			
взимку	18-20	21-25	ДСН 3.3.6.042-99
влітку	24	22-28	ДСН 3.3.6.042-99
2) Відносна вологість повітря (%)			
взимку	60	<75	ДСН 3.3.6.042-99
влітку	55	<60	ДСН 3.3.6.042-99
3) Повітрообмін ($м^3$/год)			
взимку	2679,831	90	СниП 2.09.04-87
влітку	1704,78	90	СниП 2.09.04-87
4) Швидкість переміщення повітря м/с	0,096	<0,2	ДСН 3.3.6.042-99

5.7 Вимоги з ергономіки до робочих місць користувачів ВДТ ПЕОМ

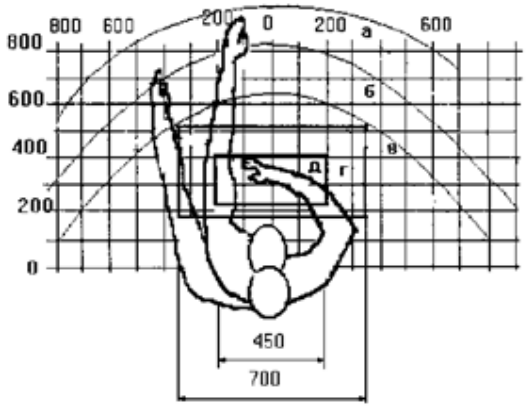
Робоче місце – це частина простору, в якому інженер здійснює трудову діяльність, і проводить велику частину робочого часу. При правильній організації робочого місця продуктивність праці програміста зростає з 8 до 20 відсотків. Розглянемо питання та заходи з ергономіки.

Згідно ГОСТ 12.2.032-78 конструкція робочого місця і взаємне розташування всіх його елементів повинне відповідати антропометричним, фізичним і психологічним вимогам.

Велике значення має також характер роботи. Зокрема, при організації робочого місця програміста повинні бути дотримані наступні основні умови, крім попередньо згаданих:

- оптимальне розміщення устаткування, що входить до складу робочого місця;
- достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні рухи і переміщення;

Головними елементами робочого місця програміста є письмовий стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи організується відповідно до ГОСТ



12.2.032-78 (Рис. 3).

Рис. 3. Зони досяжності рук в горизонтальній площині

а – зона максимальної досяжності;

б – зона досяжності пальців при витягнутій руці; в – зона легкої досяжності долоні;

г – оптимальний простір для грубої ручної роботи; д – оптимальний простір для тонкої ручної роботи.

Розглянемо оптимальне розміщення предметів праці і документації в зонах досяжності рук:

- ДИСПЛЕЙ розміщається в зоні а (у центрі);
- КЛАВІАТУРА – у зоні г / д;
- СИСТЕМНИЙ БЛОК розміщається в зоні б(зліва);
- ПРИНТЕР знаходиться в зоні а (праворуч);
- ДОКУМЕНТАЦІЯ:

- в зоні легкої досяжності долоні – в (ліворуч) – література і документація, необхідна при роботі;
- у висувних ящиках столу – література, якою не постійно.

Параметри робочого місця вибираються відповідно до антропометричними характеристиками. При використанні цих даних у розрахунках варто виходити з максимальних антропометричних характеристик.

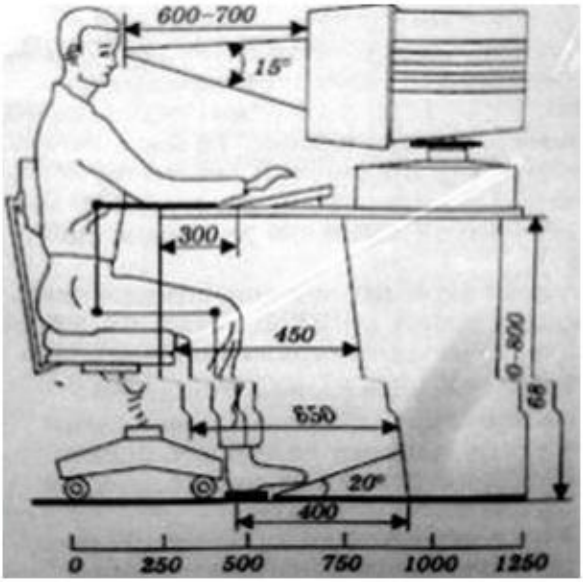


Рис. 5.2.5. Оптимальні метричні параметри робочого місця (мм)

5.8 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Безпека в надзвичайних ситуаціях регламентується ПЛАС. Одними з основних складових ПЛАС є розробка технічних рішень та організаційних заходів щодо оповіщення, евакуації та дій виробничого персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації (НС), а також визначення основних заходів з пожежної безпеки (ПБ).

5.9 Обов'язки та дії персоналу у разі виникнення НС

У разі виявлення НС працівник повинен:

– негайно повідомити про це засобами зв"язку Державної пожежної охорони орган ДСНС та вказати при цьому адресу, кількість поверхів, місце виникнення НС, наявність людей, а також своє прізвище;

– повідомити про НС керівника, адміністрацію, пожежну охорону підприємства;

– організувати оповіщення людей про НС;

– вжити заходів щодо евакуації людей та матеріальних цінностей;

– вжити заходів щодо ліквідації наслідків НС з використанням наявних засобів.

Керівник та пожежна охорона установи, яким повідомлено про виникнення НС, повинні :

– перевірити, чи викликано підрозділи ДСНС та Державної пожежної охорони;

– вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;

– у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації НС;

– перевірити здійснення оповіщення людей про НС;

– забезпечити дотримання техніки безпеки працівниками, які беруть участь у ліквідації наслідків НС;

– організувати зустріч підрозділів ДСНС та Державної пожежної охорони, надати їм допомогу у локалізації та ліквідації наслідків НС.

Після прибуття підрозділів ДСНС та Державної пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла НС.

5.10 Вимоги до організації ефективної роботи системи оповіщення виробничого персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації

Для підвищення безпеки в надзвичайних ситуаціях (НС) пропонується встановлення системи оповіщення (СО) виробничого персоналу.

Оповіщення виробничого персоналу у разі виникнення НС, здійснюється відповідно до вимог НАПБ А.01.003-2009.

Необхідність обладнання виробничих приміщень певним типом СО визначається згідно з додатком Е до ДБН В.1.1-7-2002 «Захист від пожежі. Пожежна безпека об‟єктів будівництва».

При обладнані виробничих будівель системою оповіщення, їх необхідно поділяти на зони оповіщування з урахуванням об‟ємно-планувальних рішень будинків, шляхів евакуації, поділення на протипожежні відсіки тощо, а також з урахуванням вимог, що наведені в примітці 1 таблиці Е.1 додатка Е до ДБН В.1.1-7-2002.

Розміри зон оповіщування, черговість оповіщування та час початку оповіщування людей в окремих зонах визначаються, виходячи з умов забезпечення безпечної та своєчасної евакуації людей у разі виникнення НС.

Оповіщування про НС та управління евакуацією людей здійснюється одним з наступних способів або їх комбінацією:

- поданням звукових і (або) світлових сигналів в усі виробничі приміщення будівлі з постійним або тимчасовим перебуванням людей;
- трансляцією текстів про необхідність евакуації, шляхи евакуації, напрямок руху й інші дії, спрямовані на забезпечення безпеки людей;
- трансляцією спеціально розроблених текстів, спрямованих на запобігання паніці й іншим явищам, що ускладнюють евакуацію;
- розміщенням знаків безпеки на шляхах евакуації згідно з ДСТУ ISO-6309;
- ввімкненням евакуаційних знаків «Вихід»;
- дистанційним відкриванням дверей евакуаційних виходів;
- зв‟язком оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста) із зонами оповіщування.

Як правило, СО вмикається автоматично від сигналу про НС, який формується системою пожежної сигналізації або системою пожежогасіння. Також з приміщення оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста) слід передбачати можливість запуску СО вручну, що забезпечує надійну роботу СО у разі виникнення будь-якої НС.

Повинен бути забезпечений розподіл пріоритетів щодо повідомлень для виробничого персоналу у такій послідовності:

I (найвищий) – повідомлення оперативного (чергового) персоналу СО у разі виникнення будь-якої НС;

II – повідомлення, які записані на будь-якому носії та вмикаються автоматично від спрацювання систем пожежної автоматики, або за сигналом оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста);

III – службові повідомлення, що не стосуються організації та управління евакуацією людей.

У разі одночасного транслювання декількох повідомлень, що мають різні пріоритети, повідомлення, які мають нижчий пріоритет, повинні автоматично блокуватись.

СО повинна мати можливість одночасно передавати різні мовленнєві повідомлення в різні зони оповіщування.

Згідно з вимогами ДБН В.1.1-7-2002 необхідно можливість прямої трансляції мовленнєвого оповіщування та керівних команд через мікрофон для оперативного реагування в разі зміни обставин або порушення нормальних умов евакуації виробничого персоналу.

В разі виникнення НС у багатоповерхових виробничих будівлях, СО повинна діяти у такій послідовності:

- в першу чергу, здійснюється оповіщування людей про НС на поверсі, де виникла НС;
- потім оповіщування людей про НС на поверхах, що розташовані вище поверху, де виникла НС;
- в останню чергу, оповіщування людей про НС на поверхах, що розташовані нижче поверху, де виникла НС.

Затримку часу оповіщування про НС для різних поверхів будинку необхідно передбачати з урахуванням злиття потоків людей на шляхах евакуації відповідно до розрахунків по ГОСТ 12.1.004.

У багатоповерхових виробничих будівлях, які поділені на протипожежні відсіки по вертикалі, СО повинна вмикатися одразу для всього протипожежного відсіку, де виникла НС. Затримку часу оповіщування про НС для інших вертикальних протипожежних відсіків будинку слід передбачати з урахуванням злиття потоків людей на шляхах евакуації відповідно до вимог додатка 2 згідно ГОСТ 12.1.004.

Оповіщення виробничого персоналу про НС здійснюється за допомогою світлових та/або звукових оповіщувачів – обладнуються всі виробничі приміщення.

СО повинна розпочати трансляцію сигналу оповіщування про НС, не пізніше трьох секунд з моменту отримання сигналу про НС.

Сигнал привертання уваги та сигнал оповіщування про НС, повинен відрізнятися від сигналів іншого призначення.

5.11 Пожежна безпека

Приміщення, в якому розроблялися алгоритми та структура ПЗ, за небезпекою виникнення пожежі відповідно до НАПБ Б.03.002-2007 належить до категорії В (пожежонебезпечні – в ньому наявні легкозаймисті речовини, зокрема папір, дерево). За ступенем вогнестійкості дане приміщення можна віднести до важкого, що можуть продовжувати горіти тільки при постійному впливі джерела запалення.

Основними причинами пожежі в приміщенні можуть бути недотримання правил пожежної безпеки, їх порушення, неправильне використання електроприладів, несправність електричної проводки або електроприладів, а також куріння в не відведених місцях.

Протипожежний режим на об‟єкті дотримується. Щороку всі працівники проходять протипожежний інструктаж. Кожен працівник ознайомлюється з правилами техніки безпеки при виникненні пожежі, з правилами евакуації, з використанням вогнегасників та інших засобів вогнегасіння. Усе це фіксується в журналі інструктажу підписами службовців.

Наявні шляхи евакуації забезпечують безпечну евакуацію людей і відповідає вимогам розділу „Евакуація людей з приміщень і будівель”. Для евакуації людей з будівлі є „План евакуації людей та матеріальних цінностей при виникненні пожежі”. Плани евакуації вивішені на кожному поверсі (рис. 5.3.1). Мінімальний час евакуації з приміщення не перевищує допустиме значення (1,25 хв.) згідно СниП 2.01.02-85, СниП 2.09.02-85 та ДБН В.1.1-4-2002.

На поверсі, де розташоване виробниче приміщення, біля обох сходів є по одному вуглекислотному вогнегаснику (тип вогнегасників обрано згідно з ДСТУ 3675-98 та ISO 3941-77) та сповіщувачу пожежному ручному. Всі електронагрівальні прилади експлуатуються на підставі письмового дозволу на їх застосування.

Приміщення обладнано автоматичною системою пожежної сигналізації, яка відповідає вимогам ДНБ В.2.5-56-2014.

Для куріння на кожному поверсі обладнані спеціальні місця, розташовані в туалеті.

Відділ телефонізовано, в кожному кабінеті є телефон. Засоби пожежогасіння і зв‟язку перебувають у справному стані.

План евакуації при виникненні ПС

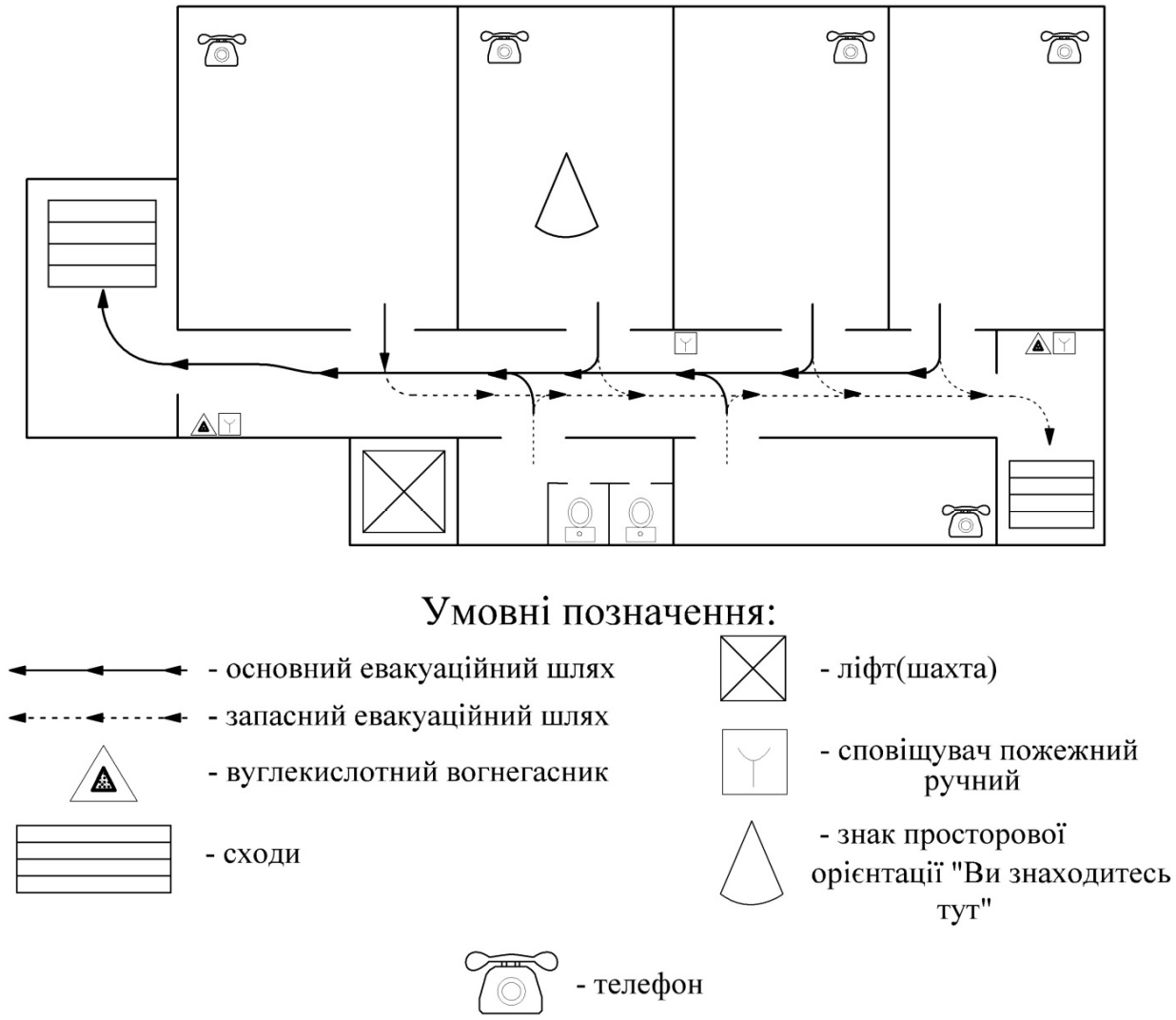


Рис. 5.3.1. План евакуації з приміщення у разі виникнення НС (пожежі).

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Воскресенский Д.И. Активные фазированые антенне решетки / Д.И. Воскресенский. – М.: Радиотехника, 2004.С. - 24 – 31.

2. Минимизация среднеквадратических ошибок и квадратичных интегральных оценок следящих систем с помощью разомкнутых и дифференциальных связей / Г.Ф. Зайцев, В.Г. Кривуца, В.Л. Булгач, Г.Д. Радзивилов. - К.: ГУИКТ, 2006. – 185 с.

3. Зайцев Г.Ф. Противоречие между условиями минимизации СКО и квадратичной интегральной оценки в следящих системах с принципом управления поотклонению / Г.Ф. Зайцев, Г.Д. Радзивилов // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 1. – С. 48 – 59.

4. Повышение показателей качества корреляционных систем./ Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, Н.В. Градобоева, А.В. Сайко // Мат. VIII Наук.конф. „Сучасні тенденції розвитку технологій в комунікаціях та освіти” (Київ, 24-25 листопада 2011р.). – К.:ДУІКТ, 2011.– С. 226 – 231.

5. Dr. Enrique Cuevas, Dr. Vijitha Weerackody. Technical and Regulatory Aspects of EarthStations on Moving Platforms (ESOMPs). "MILCOM'14: IEEE Mil. Commun. Conf., Baltimore, oct.6 – 8, 2014. Conf. Rec. Vol.2 – 3". New York, N.Y., 2014, pp.217 – 224.

6. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Г.А. Ерохин, О.В.Чернов, Н.Д. Козырев, В.Д. Кочержевский. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 531 с.

7. Зайцев Г.Ф. Минимизация среднеквадратических ошибок в следящих системах /Г.Ф. Зайцев, Г.Д. Радзівілов // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 6.– С. 62 – 72.

8. Кривуца В.Г. Синтез связи по задающему воздействиюкомбинированной следящей системы в соответствии с условиями минимизации СКО / В.Г. Кривуца, Г.Ф. Зайцев, Г.Д. Радзивилов // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2003. – Т1, №1.– С.9 – 17.

9. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / Р.С. Хансен. ; [пер. с англ. А.И.Синани]. – Москва: Техносфера, 2013. – 23 – 41 с.

10. H. Krim and M. Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research", IEEE Signal Processing Magazine, July 1996, pp. 67 – 94.

11. Міночкін Д. А. Використання адаптивних антенних решіток для підвищеннязавадозахищеності систем радіозв’язку в складних завадових умовах / Д.А. Міночкін //Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ „КПІ”. – 2012. – № 1. – С. 89 – 95.

12. Zaharis Z. D. Improved antenna array adaptive beam-forming with low side lobe levelusing a novel adaptive invasive weed optimization method / Z. D. Zaharis, C. Skeberis, T. D. Xenos // Progress In Electromagnetics Research. – 2012. – Vol. 124. – Pp. 137 – 150.

13. Jabbar A. N. A novel ultra-fast ultra-simple adaptive blind beamforming algorithm for smart antenna arrays / A. N. Jabbar // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 35. – Pp. 329–348.

14. Adaptive beamforming algorithms for anti-jamming / [Rana Liaqat Ali, Anum Ali, Anisur-Rehman and. oth.] // International Journal of Signal Processing, Image Processing and PatternRecognition. – 2011. – Vol. 4. – № 1. – Pp. 95 – 105.

15. Sidi Bahri. Performance of adaptive beamforming algorithm for LMS-MCCDMA MIMO smart antennas / Sidi Bahri and Fethi Bendimerad // The International Arab Journal of Information Technology. – 2009. – Vol. 6. – № 3. – Pp. 283 – 288.

16. Тітов І. В. Підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу зарахунок застосування цифрових антенних решіток / І. В. Тітов, С.А. Макаров // Системи озброєння і військова техніка. – 2011. – № 4(28). – С. 92 – 94.

17. Слюсар В. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации / В. Слюсар //Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2001. – № 3. – С. 42 – 46.

18. Голубева И.П. Адаптивное диаграммообразование в многоканальных системахсвязи / И.П. Голубева, Ю.В. Прокопенко, В.А. Казмиренко // Электроника и связь. Тематический выпуск „Электроника и нанотехнологии”, Ч.1. – 2009. – С. 290 – 293.

19. Самоорганизующиеся радиосети со сверхширокополосными сигналами / С.Г.Бунин, А.П. Войтер, М.Е. Ильченко, В.А. Романюк. – К.: НПП „Издательство „Наукова думка” НАН Украины”, 2012. – 444 с.

20. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами: автореф. дисс. на соискание науч. степени канд. техн. наук: спец. 05.13.13 „Телекоммуникационные системы и компьютерные сети” / Г.А. Фокин. – СПб, 2009. – 19 с.

21. Стромов Ю.Б. Моделирование маршрутизации в беспроводной сети использующей простейшие адаптивные антенны / Стромов Ю.Б. Нечаев, А.Д. Баев // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 4. – С. 57 – 63.

22. Туз Ю.М. Аналіз похибок системи вимірювання просторово-часових характеристик лінійних фазованих антенних решіток п’єзоелектричних перетворювачів / Ю М. Туз, О.П. Красковський, О.О. Мосолаб // Електротехнічні та комп’ютерні системи. – 2012.– № 06 (82). – С. 62 – 66.

23. Минимизация среднеквадратических ошибок и квадратичных интегральных оценок следящих систем с помощью разомкнутых и дифференциальных связей /Г.Ф. Зайцев, В.Г. Кривуца, В.Л. Булгач, Г.Д. Радзивилов. – К.: ГУИКТ, 2006. 185 с.

24. Зайцев Г.Ф. Противоречие между условиями минимизации СКО и квадратичной интегральной оценки в следящих системах с принципом управления по отклонению / Г.Ф. Зайцев, Г.Д. Радзивилов // Проблемы управления и информатики. 2004. – № 1. С. 48 – 59.

25. Повышение показателей качества корреляционных систем / Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, Н.В. Градобоева, А.В. Сайко // Матеріали VIII наук. конф. “Сучасні тенденції розвитку технологій в комунікаціях та освіти” (Київ,24-25 листопада 2011 р.). К.:ДУІКТ, 2011. – С. 226 - 231.

26. Electronics. Special Commemorative Issue. 1980, Vol. 53, №9 (587), p. 28.

27. Fitzsimmons G.W. " Phase-Array Antenna "Microwave Journal, January 1994, Vol. 37, №1, p. 114-128.

28. Appelbaum S.P. // IEEE Trans. on AP. 1996. Vol. AP-24. N 5.P. 585–598.

29. Monzingo R.A., Miller T.W. Adaptive Arrays. John Wiley and Sons, New York, 1980.

30. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook. Boston, London Artech House, 1994.

31. Chu Y., Fang W.H. // IEEE Trans. on AP. 1999. Vol. AP-47. N 9. P. 1485–1494.

32. Mouhamadou M., Vaudon P. // Progress in Electromagnetics Research, PIER, 2006. Vol. 60. P. 95–106.

33. Баланис К.А. Введение в смарт антенны.Пер. с англ. / Под ред. В.В. Попова и М.Д. Парнеса, К.А. Баланис П.И. Ионидес. - М.:ТЕХНОСФЕРА, 2012. – с. 324.

34. Vendik O.G., Kozlov D.S. // IEEE. 2012. Vol. 11. P. 648–650.

35. Woodward P.M., Lawson J.D. // Proc. IRE. Vol. 95. Pt 3.P. 362–370.

36. Вендик О.Г. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) / Под ред.Л.Д. Бахраха, О.Г. Вендик, М.Д. Парнес. - М., 2002. – с. 258.

37. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского, В.И. Степаненко, Филиппов В.С. и др. - М., 2003. – с. 453

38. Pave Paws Radar Facts. — Mode of access: http://www.pavepaws.com/Pave_Paws_Radar_Facts.htm. — Date of access: 04.01.2006.

39. Schuman H.K., Pflug D.R., Thompson L.D. // IEEE Transactions. 1984. Vol. AP-32, N 4. P. 364–377.

40. Резонансні методи отримання і використання інформації в радіо технології: монографія / І.Р. Пархомей, С.В. Толюпа, В.А. Дружинін, В.С. Наконечний.-К.: Логос, 2013.- 146 с.

41. Кудин В.П. // Докл. БГУИР. - 2005. - Т. 3, № 1. - С. 43–47.

42. Воскресенский, Д. И. Проектирование фазированных антенных решеток / Д. И. Воскресенский, В. А. Каплун, В. И. Степаненко. – М. : Радиотехника, 2003. – 632 с.

43. Сысоев, А.Н. Математическая модель передающей АФАР / А.Н. Сысоев // Антенны. – 2010. – № 11. – С. 28 – 29.

44. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках / Л.Н. Григорьев. - М.: Радиотехника, 2010. - 144 с.

45. Канащенков А.И., (ред) Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / А.И. Канащенков; под. ред. Меркулов В.И. - М.: Радиотехника, 2003. - 416 с.

46. Трухачёв А.А. Радиолокационные сигналы и их применения / А.А. Трухачёв. - М.: Военное издательство, 2005. - 320 с.

47. William F. Stenberg. Electricity and electronics basic. American technical society Chicago. / William F. Stenberg, Walter B. Ford. //USA. 2002 y., 222p.

48. Гостюхин В.Л., /Активные фазированные антенные решетки / В.Л. Гостюхин, В.Н. Трусов. – М.: Радиотехника, 2011р., 304с.

49. Основные зарубежные программы разработки с АФАР [електроний ресурс]. – Режим доступу до журналу: http://www.k2x2.info.

50. Afar-Senke [електроний ресурс]. – http://deacademic.com/dic.nsf/dewiki/35524
51. Afar [електроний ресурс]. – https://chainhomehigh.wordpress.com/