

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФРАСТРУКТУРИ ТА ТЕХНОЛОГІЙ**

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ГАЦЕНКО ЛАРИСА ВОЛОДИМИРІВНА

УДК 621.38:656.6

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ОБҐРУНТУВАННЯ ПАРАМЕТРІВ КОНТРОЛЮ
ТА ДІАГНОСТУВАННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ
ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ НА СТАН ЕКСПЛУАТАЦІЇ**

Спеціальність: 271 Морський та внутрішній водний транспорт
Галузь знань: 27 Транспорт

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

Л.В. Гаценко

Науковий керівник: Чередник Володимир Миколайович
к.т.н., доцент

Київ – 2024

АНОТАЦІЯ

Гаценко Л.В. Методи обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на стан експлуатації. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 271 Морський та внутрішній водний транспорт. – Державний університет інфраструктури та технологій, Київ, 2024.

Радіоелектронні системи є основними складовими блоками (елементами) засобів водного транспорту, які відповідають за безпеку судноплавства, охорону життя та здоров'я екіпажу (пасажирів) та навколишнього природного середовища. До радіоелектронних систем засобів водного транспорту у кваліфікаційній роботі віднесено: судові радіоелектронні та радіотехнічні засоби зв'язку, електро-радіонавігаційні прилади, радіотехнічні та радіоелектронні прилади пошукової апаратури та прилади для судноплавства.

Основною проблемою судноплавства в Україні є катастрофічне фізичне і моральне старіння основних фондів, насамперед – суден і портового обладнання. Це обумовлено тривалою експлуатацією засобів водного транспорту та портового обладнання переважно без капітального ремонту. Деякі зразки засобів водного транспорту України були модернізовані за рахунок встановлення новітніх радіоелектронних систем – навігаційного обладнання, сучасних засобів зв'язку та радіолокації. Але організація контролю та діагностування технічного стану засобів водного транспорту залишається застарілою. Унаслідок цього принципово неможливо попередити тенденцію постійного зростання частоти виникнення несправностей у окремих вузлах та системах радіоелектронної апаратури річкового і морського транспорту. Такий стан речей надалі призводить до зниження

конкурентоспроможності перевезень вантажу та пасажирів водними шляхами через наростаючі матеріальні і часові витрати. Оскільки радіоелектронні системи засобів водного транспорту відповідають за безпеку судноплавства, то відмова складових блоків (елементів) цих систем може призвести до аварії або навіть катастрофи. Так, наприклад, відмова радіонавігаційного обладнання засобу водного транспорту може призвести до зіткнення з іншим транспортом або перешкодою, а відмова в автоматичній системі енергозабезпечення – до виходу з ладу майже всіх засобів сигналізації, радіолокаційного спостереження, навігації, автоматизованого управління та зв'язку.

Отже, тільки докорінне оновлення системи контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем для своєчасного виявлення можливих відмов та підвищення достовірності їх експлуатації у справному стані забезпечить безаварійну експлуатацію засобів водного транспорту.

Таким чином, наукове завдання, яке полягає в розробці методів вибору параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту для підвищення достовірності визначення їх технічного стану, є актуальним.

Розв'язання наукового завдання цієї дисертаційної роботи дозволить своєчасно виявляти можливі відмови радіоелектронних систем без додаткових витрат на технічне обслуговування засобів водного транспорту при експлуатації.

Для контролю та діагностування технічного стану сучасних радіоелектронних систем, у тому числі зі складу засобів водного транспорту, намагаються використовувати оптимальну номенклатуру відповідних параметрів контролю та діагностування. Цьому питанню присвячені роботи відомих учених у галузі контролю технічних систем, наприклад, Ігнаткіна В.У., Касаткіна А.С., Соломенцева О.В. – з питань визначення параметрів ефективності експлуатації радіоелектронних систем засобів водного транспорту; Володарського Є.Т., Дейнего Ю.Г., Паніна В.В., Севастєєва Д.І., Сербіна С.І., Смирнова С.Р., Цимбала М.М. та ін. – з питань експлуатації, технічного

обслуговування та ремонту засобів водного транспорту.

Сучасні методи і моделі контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту не дають бажаних результатів за таких причин. По-перше, не конкретизовані окремі питання експлуатації за технічним станом. По-друге, не враховані природно-кліматичні особливості експлуатації. По-третє, немає робіт, які присвячені контролю та діагностуванню технічного стану радіоелектронних систем після модернізації засобів водного транспорту для врахування впливу повноти і глибини контролю на достовірність визначення технічного стану із урахуванням якості обслуговування самих засобів контролю та діагностування при експлуатації. Таким чином, для підтримання високого рівня достовірності справного стану засобів водного транспорту потрібно розробити (удосконалити існуючі) методи обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем із їх складу на етапі експлуатації.

Отже, *тема кваліфікаційної роботи*, яка присвячена розробці методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації, є *актуальною*.

Об'єкт дослідження – процес контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

Предмет дослідження – методи і моделі аналізу та синтезу параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

Мета дослідження – підвищення достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації за рахунок обґрунтування номенклатури їх параметрів контролю та діагностування.

Перший розділ дисертації присвячений вивченню результатів аналізу сучасного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту, відомих методів і моделей аналізу та синтезу параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації, у тому числі зі

складу засобів водного транспорту.

У другому розділі обґрунтовані часткові завдання дослідження та методи їх розв'язання.

Теоретичні здобутки щодо розробки методу підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації наведені у третьому розділі.

У четвертому розділі наведено результати удосконалення методів оцінювання впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем. Із використанням запропонованих методів розроблено метод обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

Результати проведення комп'ютерного моделювання запропонованих методів, рекомендації із використання розроблених методів і результати оцінювання їх ефективності наведено в п'ятому розділі.

Наукова новизна отриманих у дисертації результатів полягає в такому:

– вперше розроблено метод дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем, який дозволяє синтезувати процедури контролю та діагностування;

– удосконалено метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту, який на відміну від існуючих, враховує зміну (дрейф) значень таких параметрів між попередніми оцінками технічного стану та дозволяє виявити оптимальну номенклатуру таких параметрів залежно від достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем на етапі експлуатації засобів водного транспорту:

– отримав подальший розвиток метод підвищення надійності

радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом, який на відміну від існуючих, враховує запас надійності елементної бази радіоелектронних систем залежно від характеру прискорення процесу їх старіння та дозволяє визначати оптимальні значення періодичності контролю для забезпечення потрібного рівня достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем.

Практичне значення отриманих у роботі результатів полягає в тому, що запропоновано методичне забезпечення для визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Це дозволить встановити таку номенклатуру параметрів для контролю та діагностування, використання якої підвищить достовірність визначення технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації. Розроблений метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту та результати дослідження похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання засобів водного транспорту на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем є підґрунтям до синтезу сучасної контрольно-діагностичної апаратури.

Отримані у кваліфікаційній роботі результати рекомендовано застосовувати при обґрунтуванні параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежно від строків їх експлуатації та якості засобів контролю. Це дозволить скоротити час технічного обслуговування засобів водного транспорту за рахунок зменшення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем та підвищити його достовірність.

Методи дослідження базуються на:

– теорії системного аналізу – для аналізу стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту як об'єктів контролю та діагностування на етапі

експлуатації;

– теорії контролю технічних систем – для забезпечення заданих показників надійності при експлуатації ЗВТ;

– апараті рядів Фур'є – для опису сигналів на виході вузькосмугового фільтру при дослідженні процесів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем;

– класичній теорії похибок вимірювальних приладів – для дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем;

– математичного моделювання – для оцінки результатів досліджень.

Результати імітаційного моделювання отриманих результатів показали, що застосування запропонованих методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації зменшує витрати часу на простій засобів водного транспорту при проведенні технічного обслуговування засобів водного транспорту до 30%. Це дозволяє економити кошти до 20% від річних витрат на технічне обслуговування засобів водного транспорту. При цьому підвищується рівень коефіцієнта готовності радіоелектронних систем засобів водного транспорту до 5%. За рахунок визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем підвищується достовірність оцінки їх технічного стану до рівня 0,97 замість існуючого 0,89, тобто приріст достовірності складає 8%.

Ключові слова: надійність, безвідмовність, відмова, технічний стан, засіб водного транспорту, призначений ресурс, безпека, безпека судноводіння, безпека судноплавства, керування судном, управління рухом, безпека мореплавства, технічний стан, система навігації суден, суднові радіонавігаційні системи, надійність, технічні засоби, діагностування, технічне обслуговування, технічне обслуговування, технічне обслуговування. інформаційні технології.

ABSTRACT

Hatsenko L.V. Models and ways to control the movement of a hybrid robotic complex to increase the efficiency of searching for surface and underwater objects. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for obtaining the degree of Doctor of Philosophy in specialty 271 Maritime and Inland Water Transport. – State University of Infrastructure and Technologies, Kyiv, 2024.

Radio-electronic systems are the main constituent units (elements) of water transport means, which aim to provide safe navigation, protect life and health of the crew (passengers) and the natural environment. The radio-electronic systems of water transport means mentioned in the qualifying paper include ship radio-electronic and radio-technical means of communication, electro-radio-navigation devices, radio-technical and radio-electronic devices of search equipment and devices for shipping.

The main problem of shipping in Ukraine is significant moral and physical wear and tear of vehicles and port equipment. This is due to the long-term operation of water transport and port equipment, mostly without major repairs. Some samples of Ukrainian water transport were modernized by the installation of the latest radio-electronic systems – navigation equipment, modern means of communication and radar. At the same time, the procedures for control and diagnostics of the technical condition of water transport means are usually not updated, which is the reason for frequent breakdowns of constituent blocks (elements) of radio-electronic systems of water transport means. This, in turn, leads to excessive costs of both material and time resources to ensure the transportation of cargo and passengers by river and sea transport. Since the radio-electronic systems of water transport contribute to the safety of navigation, the failure of their components (elements) can lead to an accident or even a disaster. So, for example, the failure of the radio navigation

equipment of a watercraft can cause a collision with another watercraft or an obstacle. A failure in the automation of the power supply system can lead to the failure of the entire set of electronic and radio-electronic devices, including signalling, radar surveillance and communication.

To ensure trouble-free operation of water transport means, an appropriate system of control and diagnostics of the technical condition of radio-electronic systems is necessary, which will ensure the timely detection of possible failures and increase the reliability of watercraft smooth operation.

Thus, the scientific and technical objective, which is the development of methods for selecting control parameters and diagnosing radio-electronic systems of water transport means to increase the reliability of determining their technical condition, is relevant.

The solution of the scientific and technical objective of the qualifying paper will allow timely detection of possible failures of radio-electronic systems without additional costs for maintenance of water transport means during operation.

To control and diagnose the technical condition of modern radio-electronic systems, including those of water transport vehicles, they try to use the optimal range of relevant control and diagnosis parameters. The papers of well-known scientists in the field of control of technical systems such as V.U. Ihnatkina, A.S. Kasatkina, and O.V. Solomentseva research this issue in the context of determining the efficiency parameters of operation of radio-electronic systems of water transport; Volodarskyi Y.T., Deinego Y.G., Panina V.V., Sevasteeva D.I., Serbina S.I., Smirnova S.R., Tsybala M.M. etc. study issues of operation, maintenance and repair of water transport facilities.

The imperfection in known methods and models for monitoring and diagnosing the technical condition of radio-electronic systems lies in the fact that they do not take into account the specific features of the operation of water transport means in terms of technical conditions and harsh natural and climatic conditions. In addition, there is no research dedicated to monitoring and diagnosing the technical condition of radio-electronic systems after the modernization of water transport

means to consider the impact of the completeness and depth of monitoring on the reliability of determining the technical condition, taking into account the quality of service of the control and diagnostic means themselves during operation. Thus, to maintain a high level of reliability of the serviceable condition of water transport facilities, it is necessary to develop (improve existing) methods of rationalizing control parameters and diagnosing radio-electronic systems when being assembled during their operational stage.

Therefore, the topic of the qualifying paper, which is dedicated to the development of methods for rationalizing control parameters and diagnostics of radio-electronic systems of water transport means during the operational stage, is relevant.

The object of research is the process of monitoring and diagnosing radio-electronic systems of water transport means during the operational stage.

The subject of the study is the methods and models of analysis and synthesis of control parameters and diagnostics of radio-electronic systems of water transport means during the operational stage.

The aim of the study is to increase the reliability of determining the technical condition of radio-electronic systems of water transport means during the operational stage by rationalizing the range of their control and diagnostic parameters.

The first chapter of the dissertation is dedicated to studying the results of the analysis of the current state of radio-electronic systems of watercraft, known methods and models of analysis and synthesis of parameters of control and diagnostics of radio-electronic systems during the operation phase, including the composition of water transport means.

The second chapter rationalizes partial research objectives and methods of their solution.

Theoretical findings regarding the development of a method of increasing the reliability of radio-electronic systems of water transport means during the operational stage are provided in the third chapter.

The fourth chapter presents the findings of improving the methods for assessing the impact of measurement errors in the characteristics of electrical signals of power supply on the reliability of control and diagnosis of the technical condition of radio-electronic systems. With the use of the proposed methods, a method of rationalizing the range of control parameters and diagnostics of radio-electronic systems of watercraft during operational phase has been developed.

The findings of computer modelling of the proposed methods, recommendations for using the developed methods, and the results of evaluating their effectiveness are given in the fifth chapter.

The scientific novelty of the findings obtained in the dissertation is as follows:

- a method for investigating the influence of measurement errors in the characteristics of electrical signals of power supply on the reliability of control and diagnosis of the technical condition of radio-electronic systems has been developed for the first time. This method allows synthesizing control and diagnostic procedures;
- the method of increasing the reliability of radio-electronic systems of water transport means during operation according to the technical conditions was further developed. Unlike existing methods, it takes into account the variation (drift) of such parameters between previous assessments of the technical condition, allowing for the identification of an optimal range of parameters depending on the reliability of determining the technical condition of radio-electronic systems during the operational phase of water transport means;
- the method for enhancing the reliability of radio electronic systems for water transport vehicles during operation based on their technical condition has been further developed. Unlike existing methods, it considers the reliability margin of the elemental base of radio-electronic systems depending on the nature of the aging process acceleration and allows determining the optimal values of inspection frequency to ensure the required level of reliability in determining the technical condition of radio electronic systems.

The practical significance of the findings obtained during research lies in the

proposal of methodological support for determining the range of control parameters and diagnosing the technical condition of radio-electronic systems of water transport means. This will allow establishing a range of parameters for control and diagnostics, the use of which will increase the reliability of determining the technical condition of radio-electronic systems of water transport means during the operational phase. The developed method for synthesizing measurement signals based on triangular time-pulse modulation for monitoring the technical condition of radio-electronic systems of water transport means and the results of the study of errors in measuring the characteristics of electrical signals of the power supply equipment of water transport vehicles on the reliability of monitoring and diagnosing the technical condition of radio-electronic systems are the basis for the synthesis of modern control and diagnostic equipment.

The findings of the qualifying paper are recommended to be used in rationalizing control parameters and diagnosing the technical condition of radio-electronic systems of water transport, depending on the terms of their operation and the quality of control means. This will allow to reduce the maintenance time of water transport means by reducing the parameters of control and diagnostics of radio-electronic systems and increase its reliability.

Research methods are based on:

- theories of system analysis – for the analysis of the state of radio-electronic systems of water transport vehicles as objects of control and diagnostics at the stage of operation;
- theories of control of technical systems – to ensure the specified reliability indicators during the operation of the HRT;
- Fourier series apparatus - for describing signals at the output of a narrow-band filter in the study of control processes and diagnostics of the technical condition of radio electronic systems;
- the classical theory of errors of measuring instruments – to study the influence of errors in measuring the characteristics of electric power supply signals on the reliability of monitoring and diagnosing the technical condition of radio

electronic systems;

- mathematical modeling - to evaluate research results.

The results of simulation modelling of findings indicated that the application of the proposed methods for rationalizing control parameters and diagnostics of radio-electronic systems at the stage of operation reduces maintenance downtime of water transport means by up to 30%. This allows you to save up to 20% of the annual maintenance costs of water transport. Additionally, the level of readiness of radio-electronic systems of water transport increases by up to 5%. Furthermore, by determining the range of control and diagnostic parameters for radio-electronic systems, the accuracy of assessing their technical condition increases to 0.97, compared to the existing 0,89, resulting in an increase in reliability of assessment by 8%.

Key words: reliability, reliability, failure, technical condition, means of water transport, designated resource, safety, navigation safety, navigation safety, ship control, traffic control, maritime safety, technical condition, ship navigation system, ship radio navigation systems, reliability, technical means, diagnostics, maintenance, maintenance, maintenance, information technology.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1.1. Laptiev O., Yevseiev S., Hatsenko L., Daki O., Ivanenko V., Fedunov V., Hohoniants S. The method of discretization signals to minimize the fallibility of information recovery // International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS). – Vol. 13. – No 3 (2021). – Pp. 340-348. – <https://doi.org/10.54039/ijcnis.v13i3.5070> . – Наукометрична база Scopus. (3 квартайл) <https://www.ijcnis.org/index.php/ijcnis/article/view/5070>

1.2. Гаценко Л.В., Федотов Е.Г. Метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту // Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій. – 2021. – Випуск 3 (34). – С. 73-88. — Фахове видання України. <https://vt.duit.in.ua/index.php/home/article/view/191>
<https://doi.org/10.33298/2226-8553/2021.3.34.09>.

1.3 Гаценко Л. В., Чередник В. М. Дослідження імітаційної моделі дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації. // Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій. 2023. № 2(38). С. 13–26. URL: <https://doi.org/10.33298/2226-8553.2023.2.38.02> .
<https://vt.duit.in.ua/index.php/home/article/view/278>

1.4 Гаценко Л. В. Дослідження параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту. *Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій.* 2024. No 1 (39). С. 237–242. <https://vt.duit.in.ua/index.php/home/article/view/340/297> doi.org/10.33298/2226-8553.2024.1.39.24

2. Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

2.1. Герасимов С.В., Гаценко Л.В., Кукобко С.В. Обґрунтування вимог

до системи контролю технічного стану радіоелектронних систем // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах». – Чернігів: ДНДІ ВіС ОБТ. – 2021. – С. 61. (02-03 вересня 2021).

2.2. Герасимов С.В., Гаценко Л.В., Нанівський Р.А. Оптимізація засобів вимірювання у складі мобільної контрольної-діагностичної системи // Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ». – Львів: НАСВ. – 2021. – С. 200. (м. Львів, 14 трав. 2021 р.).

2.3. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Напрями розвитку автоматичних систем контролю та діагностування засобів водного транспорту // Міжнародна НМК «Інноваційні технології у військовій освіті». – Одеса: ВА (м. Одеса). – 2021. – С. 105-106. (25 червня 2021 року).

2.4. Гаценко Л.В. Математична модель функціонування інформаційно-діагностичної системи контролю технічного стану засобів водного транспорту // Тези доповідей дев'ятої міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». – Черкаси – Харків – Баку – Бельсько-Бяла. – 2021. – Т. 1. – С. 124. (18 – 19 листопада 2021 року).

2.5. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Моделювання генерації сигналів спеціальної форми для контролю технічного стану радіоелектронного обладнання // Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2022): матеріали тез доповідей XI Міжнародної науково-практичної конференції (м. Чернігів, 26–27 травня 2022 р.). – Чернігів: НУ «Чернігівська політехніка», 2022. – Т. 2. – С. 176.

2.6 Hatsenko L., Kyrychenko D., Yakovlev M., Trishch R., Iohov O. and Chernichenko Yu. Investigation of the Influence of Random Interferences on the Error with Frequency Conversion Electrical Signals Information Systems Power Supply // IEEE Proceedings of 16th International on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, February 22–26, 2022, 864 p. – Pp. 573-577. – *Наукометрична база Scopus.*

2.7. Hatsenko L., Lutsenko A., Skopintsev O., Pohasii S. Investigation of

Measurement Errors of Electrical Signals Characteristics of Energy Supply Systems // ISIT 2021 Short Paper Proceedings of the 2nd International on Intellectual Systems and Information Technologies ("Digital Reality" Forum 2021), Odesa, Ukraine, September 13-19, 2021. – Pp. 184-191. – *Наукометрична база Scopus*. 10.1109/TCSET55632.2022.9766968

2.8. Hatsenko L., Herasimov S., Pohasii S. Investigation of the Effect of Harmonic Interference on the Error with Frequency Conversion of Energy Supply Systems on Water Transport Vehicles // CPITS-II-2021: Cybersecurity Providing in Information and Telecommunication Systems, October 26, 2021, Kyiv, Ukraine. 2021. – Pp. 237-243. – *Наукометрична база Scopus*.

2.9.: Дроб Є.М., Литовченко Д.М., Каплун Є.О., Гаценко Л.В. Метод підвищення надійності модернізованої радіоелектронної апаратури // 7th International Scientific and Practical Conference «International Forum: Problems and Scientific Solutions». – Melbourne, Australia: CSIRO Publishing House, 2021. – Scientific Collection «InterConf» № (53). – Pp.660-668. (April 25-26, 2021). – *Збірник матеріалів міжнародної конференції у країні ОЕСР*.

3. Наукові праці, які додатково відображають результати дисертації:

3.1. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Метод повышения надежности радиоэлектронной аппаратуры средств водного транспорта при эксплуатации по техническому состоянию // *Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyasının Elmi Əsərləri (Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy)*. – № 1. – 2021. – С. 118-126. – *Иноземне фахове видання*.

3.2 Hatsenko L., Olkhovikov D. Method of representation of radio electronic systems of water vehicles depending on control and diagnostic parameters // *Znanstvena misel journal*. – 2022. – № 69/2022. – Pp. 37-41. – <https://doi.org/10.5281/zenodo.7009159>. – *Науковий журнал країни ЄС*.

ЗМІСТ

Анотація	2
Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів ..	20
Вступ	21
Розділ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ ТА МЕТОДІВ І МОДЕЛЕЙ ЇХ КОНТРОЛЮ ТА ДІАГНОСТУВАННЯ	29
1.1 Особливості експлуатації засобів водного транспорту України	29
1.2 Аналіз сучасного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту	33
1.3 Аналіз радіоелектронних систем як об'єктів контролю	34
1.4 Аналіз методів і моделей контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації	37
Висновки по розділу 1	40
Розділ 2 ОБҐРУНТУВАННЯ ЗАВДАНЬ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА МЕТОДИЧНОГО ПІДХОДУ ЩОДО ЇХ РОЗВ'ЯЗАННЯ	41
2.1 Обґрунтування наукового завдання та часткових завдань дослідження	41
2.2 Обґрунтування методів розв'язання завдань дослідження	44
Висновки по розділу 2	45
Розділ 3 РОЗРОБКА МЕТОДУ ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ НА ЕТАПІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ	46
3.1 Загальний підхід до контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем	46
3.2 Метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом	48
3.3 Метод підвищення надійності модернізованої апаратури радіоелектронних систем	60

Висновки по розділу 3	67
Розділ 4 ОБҐРУНТУВАННЯ НОМЕНКЛАТУРИ ПАРАМЕТРІВ КОНТРОЛЮ ТА ДІАГНОСТУВАННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ НА ЕТАПІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ	69
4.1 Метод представлення радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежно від параметрів контролю та діагностування	69
4.2 Метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час- імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту	74
4.3 Дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем	93
4.3.1 Дослідження впливу випадкових завад на похибку перетворення частоти електричних сигналів	95
4.3.2 Метод вимірювання фазового зсуву із проміжним перетворенням напруга-частота	97
4.3.3 Метод вимірювання потужності із проміжним перетворенням напруга-частота	103
4.3.4 Метод вимірювання середньоквадратичного значення амплітудно- модульованого сигналу із проміжним перетворенням напруга-частота	106
4.3.5 Дослідження впливу гармонійних завад на похибку перетворення частоти електричних сигналів	109
4.4 Метод визначення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації	120
Висновки по розділу 4	123
Розділ 5 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИКОРИСТАННЯ ЗАПРОПОНОВАНИХ МЕТОДІВ. РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО	

ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ І РЕЗУЛЬТАТИ ОЦІНЮВАННЯ ЇХ ЕФЕКТИВНОСТІ	126
5.1 Імітаційна модель дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації	126
5.2 Оцінка ефективності застосування запропонованих методів і моделей	156
5.3 Рекомендації щодо використання методів і результати оцінювання їх ефективності	162
Висновки по розділу 5	165
Висновки	167
Список використаних джерел	166
Додатки	188

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ,
ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ**

АМ	–	амплітудно-модульовані (сигнали)
АЦОС	–	аналого-цифрова обробка сигналів
АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
ЕАБ	–	еквівалентний аналоговий блок
ЕЦБ	–	еквівалентний цифровий блок
ЗВТ	–	засоби водного транспорту
КАМ	–	коефіцієнт амплітудної модуляції
МКІ	–	міжконтрольні інтервали
ПрАЦОС	–	пристрої аналого-цифрової обробки сигналів
РЕЕ	–	радіоелектронні елементи
РЕС	–	радіоелектронні системи
ТЕЗ	–	типовий елемент заміни

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Радіоелектронні системи (РЕС) є основними складовими блоками (елементами) засобів водного транспорту (ЗВТ), які відповідають за безпеку судноплавства, охорону життя та здоров'я особового складу й навколишнього природного середовища [1], [3], [9], [16], [89]. До РЕС ЗВТ у кваліфікаційній роботі віднесено: суднові радіоелектронні та радіотехнічні засоби зв'язку, електро- і радіонавігаційні прилади, радіотехнічні та радіоелектронні прилади пошукової апаратури та прилади для судноплавства [8], [10], [23], [104].

Основною проблемою судноплавства в Україні є катастрофічне фізичне і моральне старіння основних фондів, насамперед – суден і портового обладнання. Це обумовлено тривалою експлуатацією ЗВТ та портового обладнання переважно без капітального ремонту [35], [47], [80], [89]. Деякі зразки ЗВТ України були модернізовані за рахунок встановлення новітніх РЕС – навігаційного обладнання, сучасних засобів зв'язку та радіолокації [69], [70], [91]. При цьому організація контролю та діагностування технічного стану після модернізації ЗВТ, як правило, не оновлюється, що є причиною частих виходів із ладу складових блоків (елементів) РЕС транспортних засобів [96], [102], [118]. Такий стан речей надалі призводить до зниження конкурентоспроможності перевезень вантажу та пасажирів водними шляхами через наростаючі матеріальні і часові витрати [18], [40], [81]. Оскільки РЕС ЗВТ відповідають за безпеку судноплавства, то відмова складових блоків (елементів) цих систем може призвести до аварії або навіть катастрофи [60], [62], [66]. Так, наприклад, відмова радіонавігаційного обладнання засобу водного транспорту може бути причиною зіткнення із іншим транспортом або перешкодою [49], [63], [82], а відмова в автоматичній системі енергозабезпечення – до виходу з ладу майже всіх засобів сигналізації, радіолокаційного спостереження, навігації, автоматизованого управління та зв'язку [14], [48], [73].

Для забезпечення безаварійної експлуатації ЗВТ необхідна відповідна система контролю та діагностування технічного стану РЕС, яка забезпечить своєчасне виявлення можливих відмов та підвищить достовірність їх експлуатації в справному стані.

Таким чином, наукове завдання, яке полягає у розробці методів вибору параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту для підвищення достовірності визначення їх технічного стану, є актуальним.

Розв'язання наукового завдання цієї кваліфікаційної роботи дозволить своєчасно виявляти можливі відмови РЕС без додаткових витрат на технічне обслуговування ЗВТ при експлуатації.

Для контролю та діагностування технічного стану сучасних РЕС, у тому числі зі складу ЗВТ, намагаються використовувати оптимальну номенклатуру відповідних параметрів контролю та діагностування. Цьому питанню присвячені роботи відомих учених у галузі контролю технічних систем, наприклад: Ігнаткіна В.У., Касаткіна А.С., Соломенцева О.В. – з питань визначення параметрів ефективності експлуатації РЕС ЗВТ [13], [88], [114]; Володарського Є.Т., Дейнего Ю.Г., Паніна В.В., Севастєєва Д.І., Сербіна С.І., Смирнова С.Р., Цимбала М.М. та ін. – з питань експлуатації, технічного обслуговування та ремонту ЗВТ [41], [78], [100].

Сучасні методи і моделі контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту не дають бажаних результатів через такі причини. По-перше, не конкретизовані окремі питання експлуатації за технічним станом. По-друге, не враховані природно-кліматичні особливості експлуатації. По-третє, відсутні роботи, які присвячені контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем після модернізації засобів водного транспорту для врахування впливу повноти і глибини контролю на достовірність визначення технічного стану із урахуванням якості обслуговування самих засобів контролю та діагностування при експлуатації. Таким чином, для підтримання високого рівня достовірності

справного стану ЗВТ потрібно розробити (удосконалити існуючі) методи обґрунтування параметрів контролю та діагностування РЕС із складу таких засобів транспорту на етапі експлуатації.

Отже, *тема кваліфікаційної роботи*, яка присвячена розробці методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації, є *актуальною*.

Зв'язок роботи з науковими програмами, темами. Вибраний авторкою напрям дослідження тісно пов'язаний з положеннями Морської доктрини України на період до 2035 року, затвердженої постановою Кабінету Міністрів України від 7 жовтня 2009 р. № 13074, та її нової редакції, затвердженої постановою Кабінету Міністрів України від 18 грудня 2018 р.; здійснюється відповідно до Галузевої програми забезпечення безпеки судноплавства на 2014-2018 роки, відповідно до основних напрямів розвитку, визначених у Транспортній стратегії України на період до 2020 р., затвердженій розпорядженням Кабінету Міністрів України від 20.10.2010 р. № 2174-р.

Дисертаційна робота виконана в інтересах науково-дослідної роботи: «Моделі та методи прогнозування довговічності обладнання засобів річкового та морського транспорту в умовах експлуатації за технічним станом» (номер держреєстрації РК 0120U104335), яка виконувалася у Київському інституті водного транспорту імені гетьмана Петра Конашевича-Сагайдачного. У зазначеній роботі авторка брала участь як виконавець.

Мета та завдання дослідження

Мета дослідження – підвищення достовірності визначення технічного стану РЕС ЗВТ на етапі експлуатації за рахунок обґрунтування номенклатури їх параметрів контролю та діагностування.

Для досягнення мети дослідження необхідно розв'язати такі часткові наукові завдання.

1. Провести аналіз існуючих методів і засобів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.
2. Розробити (удосконалити) алгоритм (метод) аналізу РЕС ЗВТ як

об'єкта контролю технічного стану на етапі експлуатації.

3. Розробити (удосконалити) метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом.

4. Розробити (удосконалити) метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.

5. Розробити метод синтезу вимірювальних сигналів для контролю технічного стану РЕС ЗВТ.

6. Дослідити вплив похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання ЗВТ на достовірність контролю та діагностування технічного стану РЕС.

7. Провести комп'ютерне моделювання використання запропонованих методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.

8. Оцінити ефективність застосування запропонованих методів.

9. Розробити рекомендації щодо обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.

Об'єкт дослідження – процес контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.

Предмет дослідження – методи і моделі аналізу та синтезу параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.

Методи дослідження базуються на:

– теорії системного аналізу – для аналізу стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту як об'єктів контролю та діагностування на етапі експлуатації;

– теорії контролю технічних систем – для забезпечення заданих показників надійності при експлуатації ЗВТ;

– апараті рядів Фур'є – для опису сигналів на виході вузькосмугового фільтру при дослідженні процесів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем;

– класичній теорії похибок вимірювальних приладів – для дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем;

– математичного моделювання – для оцінки результатів досліджень.

Більш детально обґрунтування методів дослідження наведено у розділі 2 кваліфікаційної роботи.

Наукова новизна отриманих у дисертації результатів

1. Вперше розроблено метод дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем, який дозволяє синтезувати процедури контролю та діагностування.

2. Удосконалено метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту, який на відміну від існуючих враховує зміну (дрейф) значень таких параметрів між попередніми оцінками технічного стану та дозволяє виявити оптимальну номенклатуру параметрів залежно від достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем на етапі експлуатації засобів водного транспорту.

3. Отримав подальший розвиток метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом, який на відміну від існуючих враховує запас надійності елементної бази радіоелектронних систем залежно від характеру прискорення процесу їх старіння та дозволяє визначати оптимальні значення періодичності контролю для забезпечення потрібного.

Практичне значення отриманих результатів. Практичне значення отриманих у роботі результатів полягає в тому, що запропоновано методичне забезпечення для визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування технічного стану РЕС ЗВТ. Це дозволить визначити таку номенклатуру параметрів для контролю та діагностування, використання якої

підвищить достовірність визначення технічного стану РЕС ЗВТ на етапі експлуатації. Розробка методу синтезу вимірювальних сигналів для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту та результати дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання засобів водного транспорту на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем дозволить проводити синтез сучасної контрольно-діагностичної апаратури.

Отримані у кваліфікаційній роботі результати рекомендовано застосовувати при обґрунтуванні параметрів контролю та діагностування технічного стану РЕС ЗВТ залежно від строків їх експлуатації та якості засобів контролю. Це дозволить скоротити час технічного обслуговування ЗВТ за рахунок зменшення параметрів контролю та діагностування РЕС та підвищити його достовірність.

Впровадження отриманих результатів. Основні результати дослідження були впроваджені на державному підприємстві водних шляхів «УКРВОДШЛЯХ» (акт про впровадження від 30.11.2024 р.); використовуються в навчальному процесу факультету судноводіння на кафедрі навігації і управління суднами при викладанні дисциплін «Забезпечення навігаційної безпеки плавання» та «Радіонавігаційні прилади та системи» для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти за спеціальністю 271 Морський та внутрішній водний транспорт (акт від 28.02.2024 р. № 184/01-11).

Одержані результати дослідження доведені до методів і моделей і мають високий ступінь готовності до використання.

Копії актів впровадження результатів дисертаційного дослідження представлені в Додатку Б.

Особистий внесок здобувача.

Нові наукові результати дисертації отримані здобувачкою особисто. В основних наукових роботах, які написані в співавторстві, здобувачці

належать: [25] – теоретичні положення методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану РЕС ЗВТ; [29] – теоретичні положення удосконаленого методу підвищення надійності РЕС ЗВТ при експлуатації за технічним станом; [42] – удосконалений метод підвищення надійності модернізованих РЕС; [123] – теоретичні положення дослідження впливу гармонійної складової сигналу на похибку перетворення частоти систем енергоживлення ЗВТ; [124] – теоретичні положення дослідження впливу випадкових завад на похибку перетворення частоти електроживлення ЗВТ; [125] – теоретичні положення дослідження похибок вимірювання характеристик електричних сигналів систем електроживлення ЗВТ; [126] – теоретичні положення методу представлення РЕС ЗВТ залежно від контрольно-діагностичних параметрів; [135] – теоретичні положення методу мінімізації похибки дискретизації вимірювальних сигналів.

Апробація результатів дисертації. Основні результати роботи доповідалися та були схвалені на 3 науково-технічних і 2 науково-практичних конференціях, у тому числі міжнародних: міжнародній науково-технічній конференції «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ», м. Львів (14 травня 2021 року) [32]; міжнародній науково-методичній конференції «Інноваційні технології у військовій освіті», м. Одеса (25 червня 2021 року) [30]; XXI науково-технічній конференції «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах», м. Чернігів (02-03 вересня 2021 року) [31]; міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми інформатизації», м. Черкаси (18-19 листопада 2021 року) [24]; XI міжнародній науково-практичній конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем», м. Чернігів (26-27 травня 2022 року) [33].

Публікації результатів дисертації. Основні наукові результати дисертації представлені в 8 наукових публікаціях: 4 публікації у виданнях, що занесені до наукометричної бази Scopus; 1 стаття у виданні, що занесене до

переліку наукових фахових видань України в галузі технічні науки; 1 стаття в закордонному журналі країни ЄС (Словенія); 1 стаття у збірнику матеріалів міжнародної конференції в країні, яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку (Австралія); 1 стаття в галузевому фаховому журналі (Азербайджан, морська академія). Крім того, за матеріалами дисертації опубліковано 5 тез доповідей на науково-технічних і науково-практичних конференціях, з них 4 – міжнародних. Матеріали дослідження увійшли до звіту про науково-дослідну роботу [72]. Перелік наукових праць за результатами дисертаційного дослідження наведений у Додатку А.

Структура та обсяг дисертації. Робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг дисертації містить 192 сторінки друкованого комп'ютерного тексту. Основний зміст дисертаційної роботи викладено на 168 сторінках. Робота містить 1 таблицю, 16 рисунків, список використаних джерел із 142 найменування, що розміщено на сторінках 169-184, 3 додатки на 5 сторінках.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ ТА МЕТОДІВ І МОДЕЛЕЙ ЇХ КОНТРОЛЮ ТА ДІАГНОСТУВАННЯ

У розділі наведено особливості експлуатації засобів водного транспорту України. Представлення результатів аналізу сучасного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту дозволило розглянути такі системи як об'єкт контролю. Проведено аналіз методів і моделей контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації.

1.1 Особливості експлуатації засобів водного транспорту України

Сучасний стан розвитку транспортних перевезень вимагає збільшення кількості ЗВТ. Так, ЗВТ сьогодні використовуються для перевезення значної кількості вантажів у всьому світі. Це обумовлено перевагами ЗВТ порівняно із іншими видами транспорту [57], [61], [71], [112]:

- немає обмежень на вантажопідйомність, максимальну вагу, габарити, кількість і вид вантажу (рідкий, сипучий, заморожений тощо);
- найнижча собівартість транспортування;
- немає проблем із судном при заході в будь-який порт світу.

Доставка вантажів (особливо великих обсягів) засобами водного транспорту характеризується універсальністю, ритмічністю, надійністю та невисокою ціною [34], [47].

Засоби водного транспорту і портове обладнання в Україні оцінюються як катастрофічно зношені і застарілі. Вік переважної більшості суден становить більше 30-40 років. Відповідно, їх технічний стан є незадовільним, що створює непереборні проблеми при спробах входу цих суден на внутрішній рейд більшості портів розвинутих країн [47], [101] (рис. 1.1).

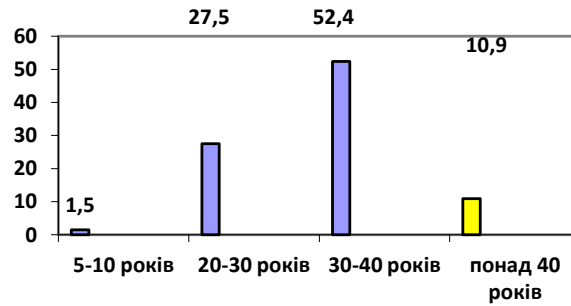


Рисунок 1.1 – Розподіл засобів водного транспорту України за роками експлуатації

Джерело: за результатами аналізу [47], [101]

Безпека мореплавства й охорона навколишнього природного середовища, крім іншого, забезпечується засобами зв'язку, електро- і радіонавігаційними приладами, радіотехнічними та радіоелектронними приладами пошукової техніки та мореплавних інструментів, об'єднаними терміном РЕС судна [2], [5], [16], [22], [39], [55], [59]. Перспективним шляхом забезпечення безаварійної експлуатації елементів ЗВТ вважається створення дієвої системи контролю технічного стану РЕС, яка дозволяє досягти заданих показників ефективності.

Незважаючи на проведену за останні роки важку роботу щодо зниження аварійності на річковому та морському транспорті, в Україні спостерігається стійка неприємна тенденція щодо збільшення кількості аварій (рис. 1.2).

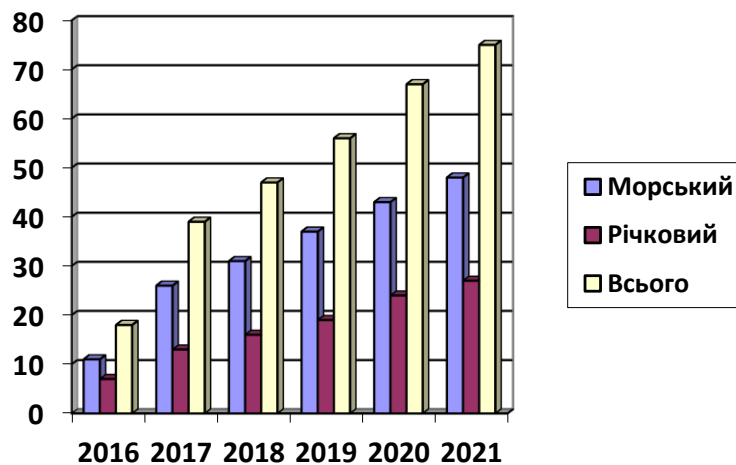


Рисунок 1.2 – Рівень аварійності засобів водного транспорту України

Джерело: за результатами аналізу [72], [93]

Основною причиною стрімкого зростання рівня аварійності на річковому та морському транспорті України протягом 2016-2021 рр. [72], [93] (рисунок 1.3) вважається тривала жорстка експлуатація засобів водного транспорту і внаслідок цього – поступова втрата технічного ресурсу елементів.

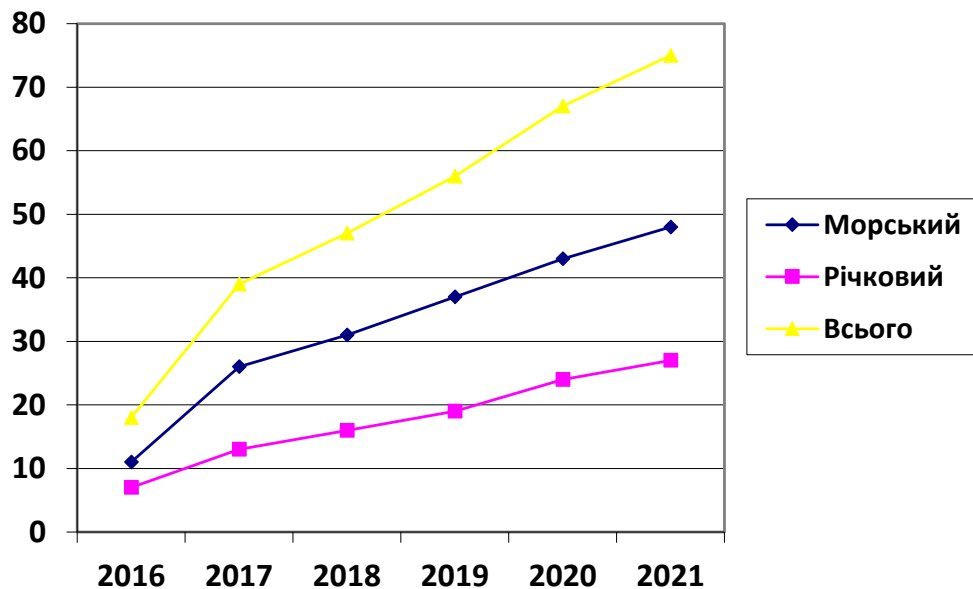


Рисунок 1.3 – Динаміка аварійності засобів водного транспорту України

Джерело: за результатами аналізу [72], [93]

Проведений ретельний аналіз (рис. 1.4, 1.5) показав стабільний відсоток форс-мажорних обставин, скорочення у 1,8 раза питомої ваги людського фактору і стрімке зростання (майже в 3 рази) питомої ваги впливу технічного стану на аварійність засобів водного транспорту України.

Отже, для зниження аварійності засобів водного транспорту необхідно розробити комплекс заходів щодо покращення технічного стану шляхом удосконалення системи контролю та діагностування РЕС.

Таким чином, для підвищення достовірності визначення технічного стану РЕС ЗВТ необхідно розробити та впровадити перспективні методи вибору параметрів контролю та діагностування їх технічного стану в процесі експлуатації і встановити закономірності змінювання цих параметрів [30], [32].

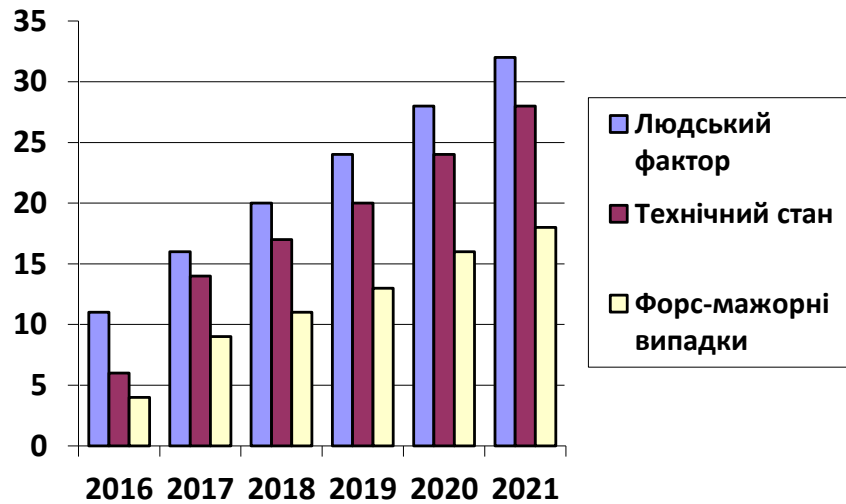
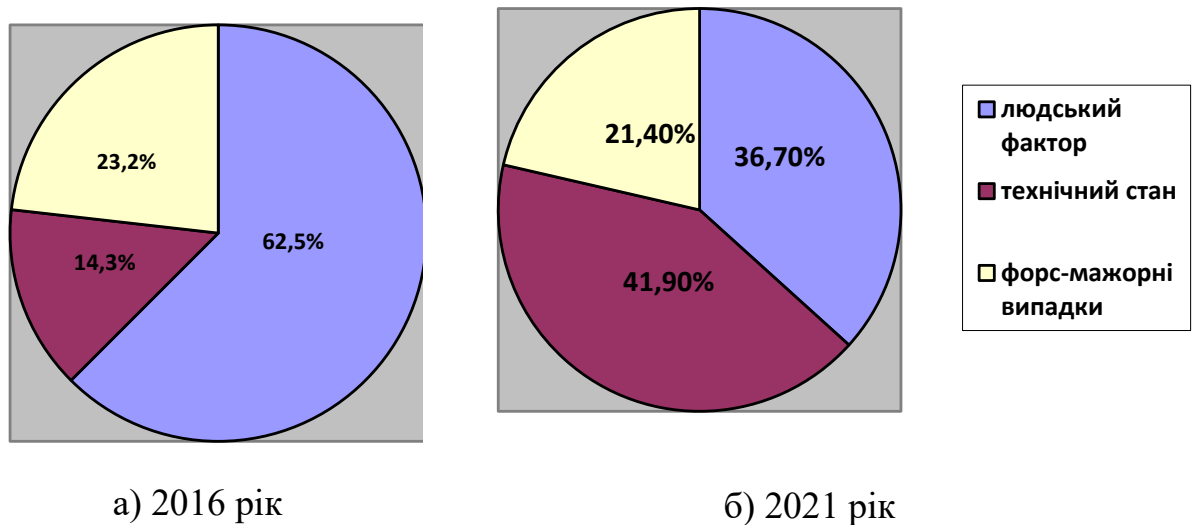


Рисунок 1.4 – Розподіл аварійності засобів водного транспорту України

Джерело: за результатами аналізу [72], [93]



а) 2016 рік

б) 2021 рік

Рисунок 1.5 – Аналіз факторів аварійності засобів водного транспорту України

Джерело: за результатами аналізу [72], [93]

1.2 Аналіз сучасного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту

Забезпечення безпеки мореплавства багато в чому залежить від ефективного використання РЕС ЗВТ, максимальної реалізації експлуатаційних і технічних характеристик радіолокаційної та радіонавігаційної апаратури, засобів зв'язку в складних метеоумовах і можливих зовнішніх впливах [4], [7], [75], [97]. При цьому забезпечення безпечної навігації значною мірою залежить від настроювання РЕС, від їх технічного стану, що, зокрема, дозволяє приймати та передавати радіотехнічний сигнал [6], [11], [98], [115]. Правильне визначення технічного стану РЕС ЗВТ надає можливість реалізувати максимальну чутливість приймача та дозволяє виявляти перешкоди на максимальній дальності та забезпечувати рух за потрібним (встановленим) маршрутом [67], [68], [56], [70]. Слід також пам'ятати, що недостатнє підсилення радіотехнічного сигналу може призвести до втрати виявлення невеликих водних перешкод, що відбивають слабкі зондувальні сигнали. Але надмірне підсилення радіотехнічного сигналу може стати причиною втрати роздільної здатності (контрасту) радіолокаційного зображення та ускладнить спостереження [15], [77], [79]. Отже, технічний стан РЕС ЗВТ впливає на якість отриманої радіолокаційної та радіонавігаційної інформації: слабкий сигнал ускладнює спостереження, а надмірний викликає розфокусування зображення. Також необхідно пам'ятати, що в інтегрованих системах радіонавігації ЗВТ потрібно враховувати особливості знесення судна через течію і дрейф, що може вносити певні похибки в маршрут руху [12], [20], [92].

Для отримання високої роздільної здатності за дальністю дії, наприклад радіолокаційної станції, використовується режим роботи з випромінюванням малої тривалості зондувальних імпульсів [51], [54], [76]. Це дає можливість отримати такий інформаційний сигнал, який має потрібну характеристику. Після цього можна «працювати» із інформаційним сигналом щодо визначення

дальності до водних перешкод, а також їх фокусування [91]. Однак, навіть застосування більш високих частот (більш коротких зондувальних імпульсів) не дозволяє подолати проблему невиявлення цілі. Це пояснюється наявністю «мертвої зони», яка визначається висотою встановлення антени і довжиною хвильового тракту [39], [97], [116].

Крім того, РЕС ЗВТ відрізняються від інших систем обмеженим діапазоном хвиль і наявністю в прийнятому сигналі інформації про перешкоду, яка також містить й заваду. Тому при контролі та діагностуванні технічного стану РЕС ЗВТ необхідно враховувати якість обробки отриманого інформаційного сигналу для зменшення похибок роботи [36], [50], [65].

1.3 Аналіз радіоелектронних систем як об'єктів контролю

Сучасні ЗВТ є складними технічними комплексами, які містять сукупність радіоелектронних систем у вигляді конструктивної побудови модулів (апаратури), блоків тощо різного технологічного виконання та призначення [14], [40], [90], [95], [118]. Складні умови експлуатації вимагають від РЕС засобів водного транспорту високої надійності, яка характеризується показниками середнього наробітку до відмови та середньої тривалості відновлення [43], [51], [53], [74], [111].

Радіотехнічні і радіоелектронні системи ЗВТ працюють у особливо жорстких експлуатаційних (підвищена вологість, солоня вода, вібрація) і кліматичних умовах (наднизькі і надвисокі температури, швидка зміна тиску, напрямку і сили вітру) [88], [102], [120]. Дані умови безпрецедентно впливають на рівень безаварійності ЗВТ, особливо РЕС. Підтримання в таких умовах заданих характеристик технічного стану ЗВТ взагалі і РЕС зокрема досягається створенням сучасної системи контролю та діагностування. Дана система забезпечуватиме справний технічний стан РЕС у будь-яких умовах експлуатації, особливо при виконанні рейсів та переходів [94], [99].

При зниженні рівня надійності РЕС ЗВТ проводиться її відновлення. Основну роль у цьому процесі відіграють засоби технічного контролю та діагностування, за допомогою яких здійснюється:

- контроль технічного стану системи;
- виявлення місця відмови (локалізація несправності) із точністю до окремого радіоелектронного елемента (РЕЕ) РЕС;
- відновлення встановленого рівня надійності РЕС ЗВТ.

Широка номенклатура і принципи побудови РЕС ЗВТ, велика кількість їх розробників, різні підходи до отримання діагностичної інформації – це основні, але далеко не всі причини того, що немає єдиної методологічної бази побудови універсальних засобів технічного контролю та діагностування РЕС ЗВТ. Такий стан справ найнегативнішим чином впливає на підтримання належного технічного стану РЕС, збільшує кількість специфічних засобів технічного контролю та діагностування, збільшує витрати на контроль та навантаження на експлуатаційників цієї апаратури.

Рівень і перспективи розвитку засобів технічного контролю та діагностування РЕС безпосередньо залежать від стану і перспектив розвитку самих радіоелектронних систем [19], [44], [45], [50], [110]. Навіть більше, у перспективних РЕС передбачається випереджаючий розвиток саме контролюючих і діагностичних методів і підсистем, що мають забезпечити:

- якісно нові якість і глибину контролю та діагностування РЕС;
- побудову засобів технічного контролю та діагностування на новітніх комп'ютерних технологіях, у т. ч. і штучному інтелекті, часових рядах тощо;
- уніфікацію та стандартизацію на рівні інформаційної взаємодії діагностичного (тестового) обладнання різних виробників.

Визначені експлуатаційно-технічні характеристики РЕС ЗВТ, як правило, забезпечуються на всіх етапах їх життєвого циклу: проектуванні, розробці та експлуатації. Придатність РЕС до контролю технічного стану розглядається ще на етапі проектування. А ось на етапі експлуатації ЗВТ технічний стан РЕС визначається не тільки кількістю параметрів РЕС, що

контролюються (підтримуються) засобами технічного контролю та діагностування, а й раціональною організацією їх експлуатації.

Наявні засоби контролю та діагностування РЕС мають низку недоліків. Проведення діагностування застосовуваних аналогових, аналогово-цифрових, цифрових ТЕЗ існуючими методами вимагає великої кількості вимірювальних приладів для зняття різноманітних діагностичних параметрів у численних контрольних точках. Сучасні інформаційні технології широкого застосування не знайшли. Наслідком цього є недостатня точність і швидкодія діагностування. Це вимагає розроблення нових методів контролю і діагностування із застосуванням сучасних інформаційних технологій, які дозволили б забезпечити необхідну достовірність діагностування при зменшенні кількості діагностичних параметрів, що дозволить підвищити оперативність діагностування.

Інший недолік зумовлений тим, що в експлуатації є застарілі ЗВТ, що фізично унеможлиблює проводити контроль та діагностування РЕС на сучасному рівні із застосуванням тих інформаційних технологій, що вже втілені в наявні комплекти контролю та діагностування [22], [40], [51], [119].

Вказані недоліки є причиною недостатньої ефективності, застарілості та невідповідності сучасним вимогам нинішніх засобів, методів і технологій контролю та діагностування РЕС. Крім того, засоби, методи і технології контролю та діагностування РЕС вимагають високої підготовки фахівців, їхніх знань різних принципів та технологій побудови. Очевидно, що перспективні РЕС різних типів і створювані разом з ними засоби контролю та діагностування для досягнення заданих характеристик будуватимуться на загальних принципах отримання та обробки діагностичної інформації. Також потребують змін система контролю та діагностування і підходи щодо організації експлуатації РЕС.

Автори багатьох робіт [12], [20], [36], [38] [51], [55], [106] розглядали теоретичні та прикладні основи отримання та обробки діагностичної інформації, організації та структури засобів технічного контролю та

діагностування. Разом з тим фундаментальні розбіжності в отриманні та обробці аналогової і цифрової інформації залишили багато питань щодо діагностики різних типів аналогових, цифрових та цифро-аналогових РЕС [8], [12], [109], [113]. Також не в повному обсязі досліджено контролепридатність, тобто пристосованість РЕС до контролю та діагностування. Крім того, необхідно дослідити оперативність виявлення відмов засобами технічного контролю та діагностування різних типів аналогових, цифрових та цифро-аналогових РЕС.

1.4 Аналіз методів і моделей контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації

Контроль технічного стану РЕС ЗВТ здійснюють за допомогою засобів контролю та діагностування, що виконують контроль технічного стану та локалізацію несправності із точністю до окремого РЕЕ (ТЕЗ). Але на сьогодні єдиних підходів до створення засобів контролю та діагностування РЕС ЗВТ та принципів отримання контрольної-діагностичної інформації не обґрунтовано.

Ефективність методів і засобів контролю, діагностування та ремонту ТЕЗ залежить від знання ймовірного закону розподілу дефектів, тобто кількості ТЕЗ у партії, що мають дефекти. Загалом можливі дефекти ТЕЗ розподіляються відповідно до біноміального або пуассонового закону. Звичайно, якщо кількість несправних ТЕЗ є незначною порівняно з їх загальною кількістю, то застосовується пуассоновський закон розподілу. При цьому ймовірність вибору несправного РЕЕ виявляється відносно малою і при відносно великих значеннях загальної кількості РЕЕ (ТЕЗ) набуває середніх значень. Тобто наближення Пуассона є справедливим, якщо ТЕЗ мають відносно мало несправностей, що має місце на практиці.

Основні методи, що використовуються для контролю та діагностування ТЕЗ, можна розділити на дві групи: методи інспекції ТЕЗ і методи тестового діагностування. До основних методів інспекції ТЕЗ відносять оптичні,

радіаційні та рефлектометричні, а методи тестового діагностування ділять на функціональне тестове діагностування і внутрішньосхемне тестування [98].

Методи інспекції є безконтактними та застосовуються для виявлення стану поверхні ТЕЗ, а саме: виявлення пошкоджень провідників друкованих плат, зміни конфігурації і взаємного розташування РЕЕ, виявлення сторонніх включень, перекосів встановлених РЕЕ. Для друкованих плат, призначених для високочастотних пристроїв, крім звичайного опору доріжки, також контролюють і її хвильовий опір (імпеданс), тобто шляхом вимірювання часових характеристик відбитого імпульсу (рефлектометричний метод).

Методи тестового діагностування засновані на гальванічному зв'язку тестового обладнання з ТЕЗ, що діагностується.

При функціональному тестуванні проводиться контроль вихідних параметрів ТЕЗ та проводиться тестування ТЕЗ у цілому, тобто перевіряються цілісність структури і правильність виконання відповідних функцій. З'єднання тестового обладнання з ТЕЗ здійснюється за допомогою спеціальних пробників (кліпс). Після подачі стимулюючих впливів на входи ТЕЗ, на виходах ТЕЗ (внутрішньосхемних контрольних точок) вимірюються відповідні контрольовані сигнали.

Внутрішньосхемне тестування ТЕЗ, яке може бути аналоговим і цифровим, проводиться при можливості подачі тестових впливів у внутрішні контрольні точки ТЕЗ та за умови того, що немає руйнування РЕЕ при діагностуванні. При аналоговому внутрішньосхемному тестуванні контролюються:

- короткі замикання та обриви;
- номінали резисторів, конденсаторів, котушок, дискретних напівпровідникових приладів;
- правильність монтажу інтегральних мікросхем.

Для нівелювання впливу паралельних ланцюгів установлюються блокуючі напруги, застосовується метод багатодротового вимірювання, підбираються напруги і частоти тестування. Аналогове внутрішньосхемне тестування виявляє до 80% всіх дефектів та поділяється на тестування за

елементами, за фрагментами та змішане. Принцип інваріантності тестування РЕЕ можна реалізувати двома шляхами. Перший шлях – умовний електричний поділ пасивних двополюсників і багатополюсників при ідентифікації дефектів, які виявляються без подачі напруги живлення на ТЕЗ. Другий шлях – примусове наведення тестових сигналів на входах активних РЕЕ при ідентифікації інших видів дефектів. За браком ушкоджень РЕЕ під час тестування забезпечується організацією спеціальної послідовності їх перевірок. Крім того, для виключення тестових сигналів, не обумовлених технічними умовами, встановлюються початкові умови діагностування РЕЕ.

При поелементному тестуванні для виключення взаємного впливу кожний РЕЕ перевіряється окремо. При цьому параметри РЕЕ вимірюються при низьких амплітудах тестових сигналів, що робить цей вид діагностування практично неушкоджуючим при будь-якому поєднанні дефектів у ТЕЗ. При реалізації методу поелементного діагностування вирішуються такі завдання:

- забезпечення доступу до внутрішніх контрольних ТЕЗ;
- виключення впливу схеми при перевірці пасивних РЕЕ;
- захисту активних РЕЕ від пошкодження при тестуванні.

Поелементне діагностування аналогових і цифрових РЕЕ здійснюється подачею тестових сигналів безпосередньо на входи кожної схеми і зняттям відповідних реакцій з їх виходів [108].

Метод цифрового внутрішньосхемного тестування базується на векторному і безвекторному тестуванні цифрових РЕЕ. Векторне тестування передбачає перевірку на відповідність таблиці істинності. Виключення впливу паралельно встановлених РЕЕ досягається подачею на їх вхід імпульсів обмеженої тривалості [109].

Висновки по розділу 1

1. Обґрунтовано необхідність удосконалення системи контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем при проведенні операцій технічного обслуговування за результатами аналізу аварійності під час експлуатації засобів водного транспорту України. Причиною цього є складність сучасних радіоелектронних систем, збільшення частки перевезень засобами водного транспорту та агресивність водного середовища.

2. Показано, що радіоелектронні системи характеризуються роботою в обмеженому діапазоні хвиль і наявністю в прийнятому сигналі інформації про наземну (водну) перешкоду, яка також містить і заваду. Тому при контролі та діагностуванні технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту необхідно враховувати якість обробки отриманого інформаційного сигналу для зменшення похибок роботи.

3. Доведено, що наявні методи, технології і засоби технічного контролю та діагностування радіоелектронних систем є малоефективними і застарілими. Досягнення заданих характеристик засобів технічного контролю та діагностування різних типів аналогових і цифрових радіоелектронних систем засобів водного транспорту можливе впровадженням єдиних підходів щодо отримання та обробки діагностичної інформації і вдосконаленням принципів організації та структури засобів технічного контролю в процесі експлуатації радіоелектронних систем засобів водного транспорту.

4. Проведений аналіз показав, що сучасні радіоелектронні системи засобів водного транспорту потребують розвитку та удосконалення методів обґрунтування параметрів для проведення їх контролю та діагностування.

Основні результати розділу опубліковані в таких роботах: [30], [32], [72].

РОЗДІЛ 2

ОБҐРУНТУВАННЯ ЗАВДАНЬ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА МЕТОДИЧНОГО ПІДХОДУ ЩОДО ЇХ РОЗВ'ЯЗАННЯ

У розділі проведено обґрунтування наукового завдання та часткових завдань дослідження, запропоновано методи їх розв'язання.

2.1 Обґрунтування наукового завдання та часткових завдань дослідження

Сучасні ЗВТ обладнані автоматичними системами управління рухом, основу яких складають РЕС. Але ускладнення технологічного обладнання ЗВТ неминуче викликає додаткові витрати, пов'язані з контролем і діагностуванням технічного стану РЕС. Тому впровадження передового обладнання, особливо РЕС, до складу системи управління рухом ЗВТ, ставить перед фахівцями нетривіальне завдання щодо контролю їх технічного стану та діагностування на основі сучасних інформаційних технологій. На відміну від традиційних методів і засобів контролю технічного стану РЕС розроблювані підходи забезпечать задані показники надійності при виконанні рейсу або в інших ситуаціях, що можуть виникнути при експлуатації ЗВТ [52], [99].

За останні кілька років у галузі контролю технічного стану РЕС загального призначення формується напрям переходу від контролю технічного стану до діагностування. Перспективним є перехід від планово-попереджувальної системи технічного обслуговування ЗВТ до обслуговування за станом – попереджувальне обслуговування [11], [27]. Таке обслуговування дозволяє підвищити надійність РЕС завдяки своєчасному виявленню несправності. Основні завдання, які вирішуються при обслуговуванні за станом, містять, з одного боку, питання розробки запобіжного обслуговування збільшення терміну служби складових елементів

і блоків РЕС, і навіть конструкцій і агрегатів ЗВТ. З іншого боку, містять питання технічної діагностики складових елементів і блоків РЕС у процесі експлуатації ЗВТ. Складність сучасних ЗВТ та можливість повної автоматизації процесів управління їх рухом є причинами розробки нових, більш ефективних методів та засобів забезпечення високої експлуатаційної надійності їх складових – РЕС. Старий принцип планово-попереджувальної системи технічного обслуговування ЗВТ не може повною мірою забезпечити необхідний рівень надійності РЕС останнього покоління, саме тому його потрібно вдосконалювати [27], [30], [32], [41].

Необхідний рівень надійності РЕС ЗВТ досягається комплексом заходів, вживаних і на етапі проектування, і на етапі експлуатації суден [27]. Так, на першому етапі традиційно пропонується доцільна структура та розумна надмірність засобів оперативного контролю, самовідновлення та ремонтпридатності, а на другому етапі – надійність елементів РЕС досягається засобами технічного контролю та діагностування. Кращий ефект досягається застосуванням програм запобіжного обслуговування РЕС, коли після виявлення відхилень параметрів контролю здійснюється їх корекція для утримання цих параметрів у заданих границях.

Наслідком модернізації апаратури РЕС є ускладнення її структури (наприклад, нова елементна база, мікропроцесорні системи тощо) та/або методів обробки інформації (цифрова обробка сигналів). Покращення технічних можливостей систем, як правило, пов'язане з ускладненням експлуатаційних процедур. Тому для підвищення ефективності РЕС ще в ході модернізації апаратури спеціально уніфікуються блоки і доопрацьовуються основні елементи (антени, мікропроцесорні пристрої, блоки апаратури обробки інформації тощо) для можливості переведення РЕС на експлуатацію за технічним станом. Отже, для модернізованих зразків апаратури і РЕС цілком необхідні сучасні методи, алгоритми і засоби контролю технічного стану, що відповідають сучасним поглядам на експлуатацію складних технічних систем.

Технічний стан РЕС ЗВТ залежить від якості електроенергії, що

призначена для живлення РЕС. Завищені показники електроенергії можуть бути причиною виходу з ладу РЕЕ. Занижені показники електроенергії можуть призвести до погіршення характеристик РЕС ЗВТ. Отже, розглянемо вплив похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану РЕС ЗВТ.

Підвищення вимог до показників якості електроенергії систем енергозабезпечення засобів водного транспорту потребує удосконалення методів і засоби їх контролю [38], [64], [98]. У зв'язку з чим виникає актуальне наукове завдання в галузі контролю технічного стану систем енергозабезпечення засобів водного транспорту: удосконалення методів синтезу апаратури контролю технічного стану систем енергозабезпечення засобів водного транспорту за рахунок зменшення їх похибок вимірювання характеристик електричних сигналів.

Отже, наукове завдання, яке полягає в розробці методів вибору параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту для підвищення достовірності визначення їх технічного стану, є актуальним.

Для розв'язання поставленого наукового завдання дослідження пропонується розв'язати такі часткові наукові завдання:

- провести аналіз наявних методів і засобів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації;
- розробити (удосконалити) алгоритм (метод) аналізу РЕС ЗВТ як об'єкта контролю технічного стану на етапі експлуатації;
- розробити (удосконалити) метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом;
- розробити (удосконалити) метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації;
- розробити метод синтезу вимірювальних сигналів для контролю технічного стану РЕС ЗВТ;

– дослідити вплив похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання ЗВТ на достовірність контролю та діагностування технічного стану РЕС;

– провести комп'ютерне моделювання використання запропонованих методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації;

– оцінити ефективність застосування запропонованих методів;

– розробити рекомендації щодо обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації.

Проведемо обґрунтування методів розв'язання часткових завдань дослідження.

2.2 Обґрунтування методів розв'язання завдань дослідження

У роботі необхідно розробити новий підхід до постановки завдання оптимізації інтервалу (частоти) дискретизації. Відомі традиційні методи відновлення аналогового сигналу з його дискретними реалізаціями полягають у послідовному вирішенні двох завдань: відновлення вихідного сигналу дискретного сигналу на виході цифрового блоку і відновлення вхідного сигналу аналогового блоку щодо його вихідного сигналу. Однак такий підхід призводить до методичної похибки, обумовленої інтерполяцією при вирішенні першого завдання та регуляризацією рівняння при вирішенні другого. Мета роботи полягає в розробці методу дискретизації сигналів з мінімумом похибки відновлення інформації визначення оптимальної частоти дискретизації.

Необхідно розробити метод визначення оптимальної частоти дискретизації, який дозволяє виключити обидві складові методичної похибки відновлення інформації про вхідний сигнал. Для досягнення цієї мети замість відомого рівняння використовується співвідношення, що зв'язує вхідний сигнал аналогового блоку вихідним дискретним сигналом цифрового блоку.

Дослідження потребує розв'язання невідповідності в області відновлення інформації сигналу з його дискретних значень. Реакцією на зменшення частоти дискретизації вхідного сигналу в пристрої аналогово-цифрової обробки нижче оптимальної є збільшення похибки апроксимації та втрата частина інформації. З іншого боку, не виправдане завищення частоти дискретизації також дає негативні результати. По-перше, ускладнюється структурна, функціональна та принципова схема пристрою. По-друге, інформація про вхідний сигнал не тільки не збільшується, а й, навпаки, навіть зменшується при спробах його відновити через зворотно пропорційну залежність точності відновлення вхідного сигналу від збільшення впливу завад у вихідному сигналі.

Отже, методи дослідження повинні базуватися на теорії системного аналізу, теорії контролю технічних систем, апараті рядів Фур'є, класичній теорії похибок вимірювальних приладів і математичного моделювання.

Висновки по розділу 2

1. У розділі проведено обґрунтування наукового завдання – розробки методів вибору параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту для підвищення достовірності визначення їх технічного стану. Поставлені часткові завдання дисертаційної роботи для досягнення мети дослідження.

2. Методи дослідження базуються на теорії системного аналізу, теорії контролю технічних систем, використанні апарату рядів Фур'є, класичній теорії похибок вимірювальних приладів і математичного моделювання.

Основні результати розділу опубліковані в роботах: [30], [32], [72].

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА МЕТОДУ ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ НА ЕТАПІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ

У розділі за результатами аналізу загального підходу до контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем отримав подальший розвиток метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом. Запропоновано метод підвищення надійності модернізованої апаратури радіоелектронних систем.

3.1 Загальний підхід до контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем

Засоби водного транспорту є складними технічними системами, що складаються з різноманітних конструктивних одиниць, агрегатів, модулів, вузлів, блоків та окремих елементів тощо. Перераховані одиниці є джерелами відмов, що характеризуються певними законами їх появи та розвитку, інтенсивністю та її зміною протягом періоду експлуатації, можливостями засобів контролю та діагностування щодо виявлення та усунення відмов. На відміну від багатьох інших технічних систем ЗВТ експлуатуються в агресивному середовищі. Воно прискорює процеси появи відмов та постійно вимагає забезпечення необхідного рівня надійності РЕС як однієї з найважливіших складових ЗВТ. За допомогою РЕС забезпечується зв'язок, навігація, радіолокаційне забезпечення тощо, що безпосередньо впливає на рівень безпеки. Це набуває особливої важливості при виконанні рейсу, на маршруті руху, коли вихід з ладу елементів РЕС може стати фатальним, або призвести до значних людських та матеріальних втрат [53], [65], [91].

Основою автоматичних систем управління рухом сучасних ЗВТ є РЕС. Відповідно зросло навантаження на РЕС, що, очевидно, ускладнило організацію та проведення контролю та діагностування їх технічного стану. Водночас зросли й витрати на цей процес. Усе більша залученість РЕС і сучасних технологічних рішень в управління рухом ЗВТ ставлять нові завдання щодо контролю технічного стану РЕС, особливо при виконанні судном рейсу. Традиційні підходи щодо контролю технічного стану РЕС при русі ЗВТ маршрутом виявляються неефективними і такими, що не можуть забезпечити заданий рівень надійності систем і швидкого й якісного вирішення проблем, які можуть виникнути при експлуатації ЗВТ [110], [127].

Нинішній час характеризується інтенсивним переходом експлуатації різних технічних пристроїв від планово-попереджувального обслуговування [4] до обслуговування за станом – попереджувальне обслуговування. Ця тенденція не оминула й радіоелектронну апаратуру загального і спеціального призначення ЗВТ. Попереджувальне обслуговування завдяки своєчасному виявленню можливих несправностей в апаратурі підвищує надійність РЕС. При обслуговуванні за станом одночасно розробляються заходи запобіжного обслуговування і досягається збільшення терміну служби складових елементів і блоків РЕС та технічної діагностики складових елементів і блоків РЕС в процесі експлуатації ЗВТ.

Сучасні технічні та програмні засоби дозволяють створити підґрунтя для повної автоматизації процесів технічної діагностики РЕС. У роботі запропоновано та досліджено метод підвищення надійності РЕС ЗВТ, який ґрунтується на здійсненні проміжних контрольних перевірок РЕС, що проводяться протягом міжконтрольного періоду, при виникненні сумнівів у її справності (наприклад, після позаштатної ситуації, шторму, аварії тощо) [24].

3.2 Метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом

Вибір доцільної структури та розумної надмірності засобу оперативного контролю, самовідновлення та ремонтпридатності ще на етапі проектування РЕС ЗВТ певною мірою забезпечує задану надійність виробу. Додавання на етапі експлуатації РЕС ЗВТ адекватних засобів технічного контролю та діагностування надає системі акумулюючого ефекту щодо забезпечення надійності її елементів [29].

Для збільшення надійності РЕС ЗВТ також застосовується запобіжне обслуговування, згідно з алгоритмами якого виявляються відхилення параметрів контролю від номіналів та повертаються в необхідні границі.

Для визначення характеристик відмови елементів РЕС ЗВТ необхідно знати параметри вихідної множини ознак та умови підтримки апаратури в справному стані, які є типовими для різних компонентів. Ці характеристики виникають за керованої умови появи відмови, викликані якоюсь причиною, і розвиваються в стан умовної відмови і далі в несправний стан. Методи виявлення та корекції відхилень параметрів контролю технічного стану та розпізнавання характеристик закінчення терміну служби елементів та блоків РЕС є важливими для досягнення псевдостану їх довговічності. Перевагою алгоритму (програми) діагностування (запобіжного обслуговування) є знання параметра контролю РЕС, за яким необхідно стежити. Це дозволить своєчасно виявити відхилення параметрів контролю, які можуть призвести до появи несправності РЕС під час експлуатації ЗВТ.

Однією з актуальних проблем контролю технічного стану складних технічних об'єктів, особливо РЕС ЗВТ, є підвищення інструментальної складової достовірності контролю їх поточного стану. Це пов'язано з необхідністю підтримки надійності РЕС ЗВТ під час функціонування на маршруті руху. Для підвищення надійності РЕС ЗВТ при експлуатації

проводять періодичний контроль їх технічного стану через нормовані міжконтрольні інтервали (МКІ). Однак, через тривалу експлуатацію ЗВТ, переважно після закінчення граничного терміну, значення МКІ сьогодні не враховує реального технічного стану РЕС ЗВТ.

Відомі методи та методики призначення та коригування МКІ зразків РЕС ЗВТ також не дозволяють реалізувати його індивідуальне коригування за поточним технічним станом кожного окремого зразка РЕС. Навіть для групи (типу) такої апаратури коригування МКІ вимагає великої статистичної інформації щодо даних експлуатації РЕС ЗВТ [21], [46].

У роботі запропоновано та досліджено метод підвищення надійності РЕС ЗВТ шляхом коригування МКІ при експлуатації за технічним станом. Цей метод ґрунтується на проведенні проміжних контрольних перевірок для кожного зразка апаратури, що проводяться протягом МКІ.

Контрольна перевірка полягає в тому, що один і той самий параметр контролю (як правило, фізична величина – напруга, частота тощо) різних зразків РЕС ЗВТ вимірюється штатним засобом вимірювальної техніки та одним або декількома засобами вимірювання, зокрема взятими з обмінного фонду. При цьому технічна та метрологічна справність таких засобів виміру на момент проведення контрольної перевірки параметрів РЕС не викликає сумніву. Якщо результати вимірювань штатним і додатковим засобами вимірювання в ході контрольної перевірки значно не відрізняються один від одного, наприклад, знаходяться в межах основної похибки, що допускається, то РЕС вважається технічно справною та її експлуатація триває. Інакше, зразок РЕС замінюється справним (за наявності) або допускається до експлуатації з урахуванням невідповідності параметрів цієї апаратури встановленим вимогам згідно з документацією.

Результати проведеного дослідження показують, що контрольні перевірки на додаток до періодичних перевірок РЕС ЗВТ можуть суттєво підвищити її технічну надійність і уможливають коригування МКІ. Це дозволить підвищити надійність РЕС та достовірність визначення її

технічного стану під час експлуатації.

Запропонований метод підвищення надійності РЕС ЗВТ є методом контрольних перевірок або діагностичним методом (оскільки він зводиться до діагностування технічної справності). Запропоновано та досліджено метод визначення різних характеристик експлуатації такої апаратури, наведено алгоритми застосування методу для кількох показників ефективності. Наведемо основні положення одержаних результатів.

Прийmemo для РЕС ЗВТ такі показники надійності – коефіцієнт готовності апаратури k_{Γ} та ймовірність безвідмовної роботи $P(t)$ [11]:

$$k_{\Gamma} = \frac{T}{T + t_{\Pi}}, \quad (3.1)$$

$$P(t) = \exp(-\lambda_0 t - \beta t^2), \quad (3.2)$$

де t_{Π} – час простою РЕС ЗВТ, що відводиться на їх перевірку та відновлення;

β – чисельний параметр [29].

Розв'яжемо такі завдання.

1. Нехай задані мінімально допустимі значення ймовірності безвідмовної роботи P_0 , інтенсивність відмов λ_0 та кількість контрольних перевірок N зразка РЕС ЗВТ. Необхідно визначити поточне значення МКІ T зразка РЕС ЗВТ.

Такий час знаходять із виразу

$$T = t_0 + \sum_{k=1}^N \Delta t_{k,k+1}, \quad (3.3)$$

де t_0 – час, який дорівнює

$$\Delta t_{k,k+1} = -\frac{1}{\lambda_0 + \beta 2t_k} \ln \frac{P_0}{P_1(t_k)} \left[1 + \frac{1}{(\lambda_0 + \beta 2t_k)^2} \ln \frac{P_0}{P_1(t_k)} \right], \quad (3.4)$$

де $P_1(t_k) = P_1(t_k + \Delta t) = P(t_0) \exp(-\lambda_0 \Delta t - 2\beta t_k \Delta t - \beta \Delta t^2)$ – можливість безвідмовної роботи зразка РЕС ЗВТ після k -ої контрольної перевірки;

$P_0 = P(t_0)$ – ймовірність безвідмовної роботи зразка РЕС ЗВТ на початку першої контрольної перевірки;

Δt_k – час проведення $(k + 1)$ -ої проміжної перевірки зразка РЕС ЗВТ.

2. Встановлено мінімально допустимі значення ймовірності безвідмовної роботи P_0 і коефіцієнту готовності k_Γ , а також час простою t_Π зразка РЕС ЗВТ. Необхідно визначити оптимальну кількість контрольних перевірок N зразка РЕС ЗВТ.

Спрощуючи формулу (3.1), отримаємо такий вираз для МКІ зразка РЕС ЗВТ:

$$T = \frac{t_\Pi k_\Gamma}{1 - k_\Gamma}. \quad (3.5)$$

З умови, за якої вперше виконується нерівність

$$t_0 + \sum_{k=1}^N \Delta t_{k,k+1} > T, \quad (3.6)$$

знаходимо оптимальну кількість контрольних перевірок N зразка РЕС ЗВТ.

3. Надано мінімально допустиме значення ймовірності безвідмовної роботи P_0 , а також кількість контрольних перевірок N зразка РЕС ЗВТ. Необхідно вибрати оптимальне значення МКІ зразка РЕС ЗВТ за критерієм максимуму коефіцієнта ефективності:

$$k_{\text{эф1}} = \frac{k_{\Gamma}(T)}{N^{\alpha}}, \quad (3.7)$$

де α – показник, що залежить від умов експлуатації зразка РЕС ЗВТ.

Переходячи у формулі (3.3) до заданих параметрів, маємо

$$k_{\text{эф1}} = \frac{\tau + 1}{\tau + 1 + m} \left(A_1 \tau + A_2 \tau^2 \right)^{-\alpha}, \quad (3.8)$$

де $m = t_{\text{п}} / t_0$; $A_1 = (1 + 0,5\delta)$; $A_2 = 0,5\delta(1 + 1,5\delta)$; $\delta = 1 - \gamma$;

γ – чисельний коефіцієнт, змінюється не більше $0 < \gamma \leq 1$;

$$\tau = \frac{T}{t_0} - 1. \quad (3.9)$$

Тепер вираз (3.8) можна розглядати як функцію однієї змінної τ . Визначаємо її максимум спочатку за аргументом τ , а з нього з рівності (3.9) – оптимальне значення МКІ T зразка РЕС ЗВТ.

4. Встановлено мінімально допустимі значення ймовірності безвідмовної роботи P_0 , коефіцієнта готовності k_{Γ} , інтенсивності відмов λ_0 , максимальний час простою $t_{\text{п}}$ та кількість контрольних перевірок N зразка РЕС ЗВТ.

Визначити оптимальне значення МКІ пропонується за критерієм максимуму коефіцієнта ефективності

$$k_{\text{эф2}} = k_{\Gamma}(T)P_0. \quad (3.10)$$

З урахуванням аналітичних виразів, прийнятих для зразка РЕС ЗВТ показників надійності, після перетворень, отримаємо:

$$k_{\text{эф2}}(T) = T / (T + t_{\text{п}}) \exp(-\lambda_0 f T - \beta f^2 T^2). \quad (3.11)$$

Із умови $\frac{dk_{\text{эф}}(T)}{dT} = 0$ отримаємо:

$$2\beta f^2 T^3 + (\lambda_0 f + 2\beta f^2 t_{\text{п}}) T^2 + \lambda_0 t_{\text{п}} f T - t_{\text{п}} = 0, \quad (3.12)$$

$$\text{де } f = \frac{1}{(N+1)(1-0,5N)}.$$

Оптимальне значення МКІ T зразка РЕС ЗВТ знаходимо як розв'язок рівняння (3.12).

5. Відомі мінімально допустиме значення коефіцієнту готовності $k_{\text{г}}$ і максимальний час простою $t_{\text{п}}$ зразка РЕС ЗВТ.

Визначити оптимальне значення МКІ T зразка РЕС ЗВТ за критерієм максимуму коефіцієнта ефективності:

$$k_{\text{эф3}} = \frac{P_0}{N^\alpha}. \quad (3.13)$$

У цьому випадку отримаємо вираз для кількості контрольних перевірок РЕС ЗВТ:

$$N = A_1 \tau + A_2 \tau^2. \quad (3.14)$$

Із формули (3.9) для τ запишемо $t_0 = \frac{T}{\tau+1}$. Після підстановки цього

співвідношення до формули (3.2), запишемо:

$$P(t_0) = P_0 = \exp \left[-\lambda_0 \left(\frac{T}{\tau+1} \right) - \beta \left(\frac{T}{\tau+1} \right)^2 \right]. \quad (3.15)$$

Із використанням виразів (3.14) і (3.15) формула (3.13) приймає вигляд:

$$k_{\text{еф}}(\tau) = \frac{\exp \left[-\lambda_0 \left(\frac{\tau}{\tau+1} \right) - \beta \left(\frac{\tau}{\tau+1} \right)^2 \right]}{(A_1 \tau + A_2 \tau)^\alpha}. \quad (3.16)$$

Цей вираз (3.16) дозволяє знайти оптимальне значення τ (із умови $\frac{dk_{\text{еф}}(\tau)}{d\tau} = 0$), а із цього τ із рівняння (3.9) оптимальне значення МКІ T зразка РЕС ЗВТ.

Таким чином, метод підвищення надійності РЕС ЗВТ при експлуатації за технічним станом, який засновано на проведенні проміжних контрольних перевірок такої апаратури протягом МКІ, являє собою послідовне виконання співвідношень із запропонованих виразів (3.1) – (3.16) залежно від вхідних даних.

Розглянемо практичне використання розробленого методу з прикладу параметра радіоелектронної апаратури – потужності сигналу випромінювання. Зниження швидкості зростання похибки параметра РЕС ЗВТ при експлуатації обходиться у виробництві в 1,4 раза дорожче, ніж підвищення точності [107]. Отже, актуальною є відповідь на питання: до яких меж економічно вигідно йти при зниженні нормованої точності установки параметра РЕС для збільшення запасу його похибки. Це не вимагає ні зміни технології виробництва РЕС, ні зміни її схем та конструкції, а лише вимагає зміни правил нормування точності та діапазону зміни параметра.

Дійсно, оскільки для РЕС з негативним прискоренням процесу старіння надійність у 1,6 раза дешевша за точність, то з невеликими зусиллями розробника їх надійність може бути підвищена в кілька разів запровадженням

контрольних перевірок [27], [83]. Припинення практики економічно невиправданого заниження похибки параметра РЕС з позитивним прискоренням процесу старіння може призвести до скорочення кількості відмов. Нині ці витрати покриваються користувачами.

Насправді після відмови за параметром РЕС виконується її регулювання (ремонт), але, зазвичай, без забезпечення необхідного запасу точності старіння. У найпростішому випадку графік зростання похибки параметра РЕС у границях МКІ є лінійним (рис. 3.1). Якщо регулювання (ремонт) РЕС виконане без запасу точності на старіння, необхідно його повторно регулювати (ремонтувати) майже щороку, у результаті витрати на експлуатацію значно збільшуються.

На рисунку 3.1 позначено початковий рівень похибки параметра РЕС γ_{Π} , який збільшується з часом при експлуатації згідно з певним кроком γ_{κ} .

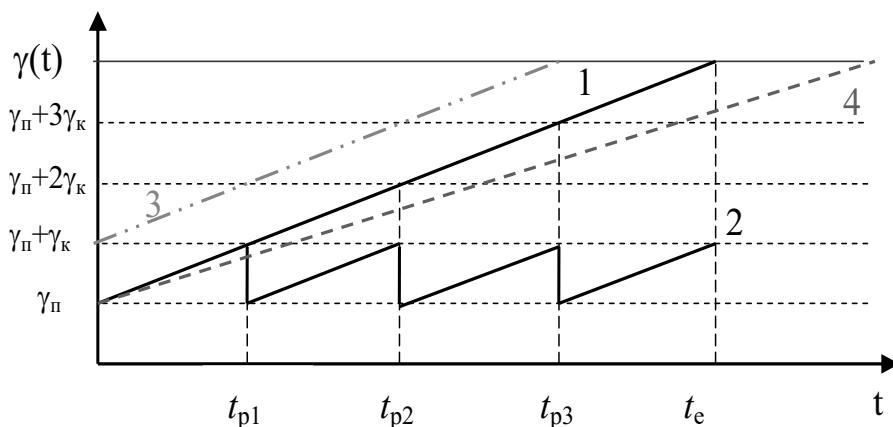


Рисунок 3.1 – Зростання похибки параметра РЕС з різними рівнями початкової точності та швидкості її зміни (надійності елементної бази)

Джерело: розроблено автором

Введемо поняття «запас точності на старіння» ($\gamma_{ЗТ}$), який дорівнює:

$$\gamma_{ЗТ} = \gamma_{ГР} - \gamma_{\Pi}, \quad (3.17)$$

де γ_{Π} – початковий рівень похибки параметра РЕС;

$\gamma_{ГР}$ – граничний рівень похибки параметра РЕС.

Лінією 1 рисунку 3.1 зображено зміну похибки базового параметра РЕС №1 (для спрощення – у лінійному вигляді). Якщо після контролю (регулювання) не забезпечено достатній запас точності на старіння, регулювання (ремонт) РЕС потрібно виконувати щорічно, що значно збільшує витрати на експлуатацію.

Ламана лінія 2 рисунку 3.1 відповідає зміні похибки параметра РЕС №2, коли після кожного контролю технічного стану виконується регулювання параметра, і його похибка зменшується до вихідного значення ($\gamma_{П}$). Згідно з МКІ $T_{p_i} = t_{p_i} - t_{p_{i-1}}$ похибка параметру $\gamma_{П}$ збільшується на $\gamma_{к}$ (збільшення похибки на крок відносно $\gamma_{П}$).

Лінія 3 на рисунку 3.1 показує експлуатацію без контролю (регулювання) параметра РЕС №3, у якого початковий запас точності менший від початкового запасу точності параметра РЕС №1 на величину $\gamma_{к}$. Внаслідок цього час напрацювання до подальшого контролю (до досягнення граничного рівня похибки $\gamma_{ГР}$, яка нормована в експлуатаційній документації на РЕС і з якою вже не забезпечується достовірне визначення технічного стану цієї апаратури), зменшується на t_p (за однакового рівня надійності елементної бази №1 та №3).

Лінія 4 рисунку 3.1 відповідає експлуатації без контролю (регулювання) параметра РЕА №4, у якого початковий запас точності дорівнює початковому запасу точності №1. При цьому параметр РЕА №4 має велику надійність елементної бази, внаслідок чого час напрацювання до подальшого контролю збільшується на t_p .

За браком періодичних та проміжних операцій контролю (регулювання) параметра РЕС (лінія 1 на рис. 3.1) його похибка зростає безперервно згідно з виразом:

$$\gamma(t) = \gamma_{П}(t) + N\gamma_{к}, \quad (3.18)$$

де N – кількість проміжних операцій контролю РЕС.

При цьому частота відмов РЕА $\varpi_{\text{МВ}} = 1/T_p$ є незмінною протягом усього часу експлуатації, якщо зростання $\gamma(t)$ є лінійним.

Але процес старіння радіоелементів РЕС, особливо зі складу ЗВТ, найчастіше має нелінійний характер [27], [83], [94]. Похибка параметра з часом може прискорюватися, (прискорення старіння характерне для пристроїв, які є технічно складними та високотехнологічними), тому кожен наступний МКІ буде меншим за попередній і частота відмов з часом зростатиме (рис. 3.2).

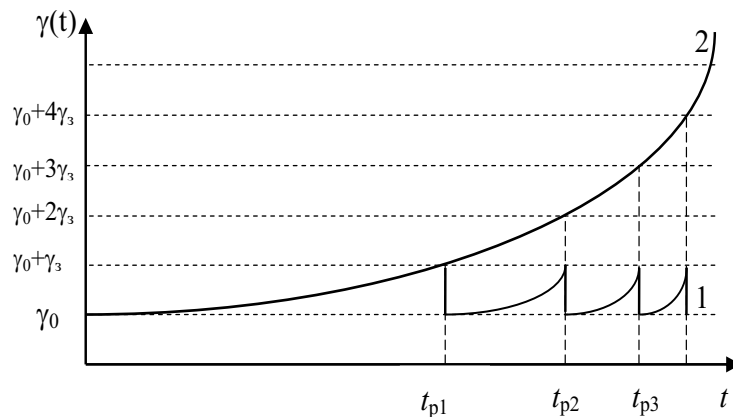


Рисунок 3.2 – Позитивне прискорення зростання похибки параметра РЕС

Джерело: розроблено автором на основі аналізу [27], [83], [94]

При уповільненні з часом зростання похибки параметра РЕС (рис. 3.3) кожен наступний МКІ буде більшим за попередній, а останній з них продовжуватиметься до нескінченності. У цьому випадку частота відмов РЕС спадатиме з часом до $\varpi_{\text{МВ}} = 0$, тобто, до припинення виходів параметрів контролю РЕС за встановлені границі.

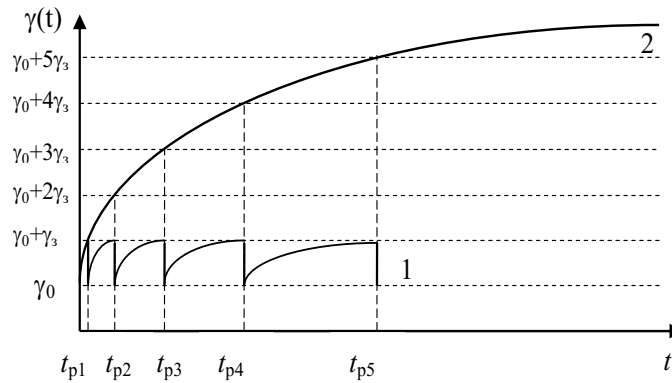


Рисунок 3.3 – Негативне прискорення зростання похибки параметра РЕС

Джерело: розроблено автором на основі аналізу [27], [83], [94]

Порівняння рисунків 3.1, 3.2 та 3.3 дає простий спосіб визначення наявності та динаміки процесу старіння параметра РЕС. Залежно від характеру нестационарного випадкового процесу зростання похибки в часі частота відмов для групи однотипних радіоелементів у складі РЕС буде різною. Протягом інтервалу часу, який відповідає терміну експлуатації РЕС, частота відмов є приблизно однаковою як на початку, так і наприкінці цього інтервалу. Тому вважаємо, що старіння протікає лінійно. Якщо ж виявиться, що частота відмов на початку інтервалу помітно нижча, ніж наприкінці, то, згідно із рисунком 3.2, це говорить про прискорення наростання похибки параметра РЕС у часі. Зниження частоти відмов протягом зазначеного (досить великого) інтервалу часу може бути наслідком уповільнення наростання похибки параметра РЕС у часі (див. рис. 3.3).

На рисунку 3.4 показано, що для РЕС нескладної конструкції є більш вигідною «купівля» (збільшення) запасу точності, що дає більший ефект (збільшення часу напрацювання до відмови) порівняно з «придбанням» більш надійної та якісної елементної бази. Це пояснюється тим, що всі відносно дешеві способи збільшення запасу надійності (якості) елементної бази для зменшення швидкості збитку для запасу точності вже вичерпані і подальше збільшення запасу надійності (якості) елементної бази може бути досягнуто дорожчою ціною порівняно з фінансуванням «придбання» запасу точності.

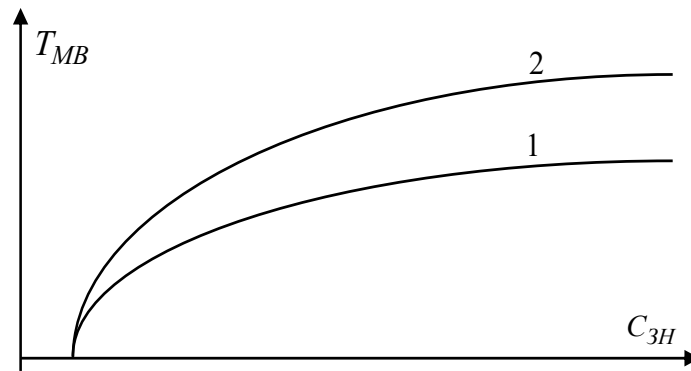


Рисунок 3.4 – Залежність часу напрацювання до відмови T_{MB} від витрат на забезпечення запасу надійності C_{3H} елементної бази РЕС:

- 1 – для параметра РЕС із негативним прискоренням старіння;
- 2 – для параметра РЕС з позитивним прискоренням старіння (високотехнологічних)

Джерело: розроблено автором на основі аналізу [98]

Форма та нахил кривих на рисунках 3.3 і 3.4 залежить від величини негативного (позитивного) прискорення старіння, що визначається експериментально або методами імітаційного моделювання. Згідно з [98] для параметра РЕС з позитивним прискоренням старіння подвійне підвищення запасу надійності елементної бази обходиться в 1,4 раза дорожче, ніж таке підвищення запасу точності, а для параметра РЕС з негативним прискоренням старіння – майже в 1,6 раза дешевше.

На практиці оптимізаційна задача знаходження розподілу обмеженого ресурсу між забезпеченням запасу точності і надійності елементної бази РЕС строго не розв'язується. Причиною цього є дискретний характер вартості елементної бази, з одного боку, і витрат на підвищення запасу точності параметра апаратури з іншого. Тому для умов експлуатації ЗВТ найчастіше знаходять раціональне рішення, яке є найкращим для виробника.

Набуття раціональної пропорції між витратами забезпечення запасу точності і витратами забезпечення запасу надійності елементної бази РЕС залежно від характеру прискорення процесу старіння параметра апаратури

дозволить зробити практичний висновок. Наприклад, забезпечення максимального часу напрацювання повністю за відповідними параметрами РЕС ЗВТ при обмеженні загальних витрат економічно доцільно досягти для нескладної апаратури збільшенням початкового рівня точності, а для високотехнологічної цифрової апаратури – збільшенням надійності (якості) елементної бази.

3.3 Метод підвищення надійності модернізованої апаратури радіоелектронних систем

Переважає більшість радіоелектронних систем ЗВТ різноманітного призначення (засоби радіозв'язку, радіонавігації, радіолокації тощо) майже повністю вичерпали свій технічний ресурс [1]. Причиною такого стану є варварське ставлення власників до цих засобів, коли вони працюють поза встановленими гарантійними термінами експлуатації понад 20 років [42].

Основні шляхи підтримання справності РЕС складних технічних систем полягають у такому [11], [50]:

- проведення досліджень і робіт з продовження встановлених показників експлуатації;
- переведення РЕС на експлуатацію за технічним станом;
- відновлення справності (підвищення надійності) РЕС та їх складових шляхом контрольної-відновлювальних робіт або ремонту [42].

Для збільшення ефективності складових РЕС пропонується провести їх модернізацію шляхом уніфікації блоків та елементної бази, застосування новітніх інформаційних технологій, у т. ч. цифрової обробки сигналів, докорінного доопрацювання певних складових елементів системи. Це надасть РЕС нових якостей та функціональних можливостей, а саме збільшить терміни безвідмовної експлуатації, підвищить заводозахищеність, спростить процес виявлення та усування несправностей тощо.

Таким чином, для підтримання надійності РЕС ЗВТ на заданому рівні необхідно якомога швидше перевести їх на експлуатацію за технічним станом, уніфікувати блоки апаратури та впровадити новітні інформаційні технології. Водночас таке ускладнення апаратури, її комп'ютеризація й уніфікація вимагають розробки сучасних методів і засобів контролю технічного стану РЕС ЗВТ на етапі експлуатації [26], [128].

Сукупність різноманітних засобів контрольно-вимірювальної техніки, використовуваних для контролю технічного стану РЕС, складає контрольно-перевірочну систему.

Забезпечення надійної експлуатації РЕС ЗВТ, як і будь-якої технічної системи, досягається підтриманням надійності кожного її елементу та/або апаратурним чи часовим резервуванням (інформаційна надмірність) [27].

Підвищення надійності РЕС складних технічних систем у процесі їх експлуатації досягається періодичними перевірками (контролем технічного стану) і проведенням ремонтних робіт [94]. Зменшення МКІ періодичного контролю РЕС не тільки зменшує коефіцієнт готовності такої системи, але витрачає ресурс на зайві операції контролю для переважної більшості свідомо справних РЕС, що поступають для контролю технічного стану. Збільшення ж МКІ, навпаки, знижує надійність зразків РЕС, особливо модернізованих. Для вирішення вказаного протиріччя запропонований метод підвищення надійності модернізованих зразків апаратури РЕС ЗВТ.

У даному підрозділі наведено результати розробки заснованого на інформаційній надмірності методу підвищення надійності модернізованих зразків апаратури РЕС ЗВТ. Інформаційну надмірність складають контрольні проміжні перевірки впродовж МКІ для визначення технічного стану тільки окремих блоків (скорочений контроль) для РЕС та додаткових блоків (елементів) для модернізованої апаратури.

Нехай на попередніх контрольних або поточних перевірках технічного стану модернізованої апаратури РЕС деякі засоби визнавалися несправними та були відремонтовані (відрегульовані). На наступному етапі контрольній

вибірковій перевірці підлягають саме раніше відмічені засоби. Після закінчення МКІ черговому контролю піддаються всі модернізовані зразки, що експлуатується до кінця МКІ. Для збільшення надійності модернізованих зразків апаратури РЕС розглянемо можливість коригування параметрів експлуатації, у тому числі їх МКІ, при контрольних перевірках.

Отже, черговій контрольній перевірці піддається група модернізованої апаратури РЕС, що містить справні та несправні зразки або їх складові. При визначенні їх справності можливі помилки першого та другого роду [27], [93].

Помилка першого роду означає, що справна апаратура приймається несправною ($c \rightarrow n$). Помилка другого роду полягає у тому, що несправна апаратура приймається справною ($n \rightarrow c$).

Стани модернізованої радіоелектронної апаратури при їх контрольних перевірках опишемо такими поняттями ймовірності:

– умовна ймовірність $(1 - \alpha)$ виявлення відмови, де α – це ймовірність того, що справна апаратура за результатами контрольної перевірки буде визнана несправною ($c \rightarrow n$), тобто присутня помилка першого роду:

$$P(c/n) = \alpha; \quad (3.19)$$

– умовна ймовірність того, що несправна апаратура за результатами контрольної перевірки буде прийнята справною ($n \rightarrow c$), тобто є помилка другого роду:

$$P(n/c) = \beta; \quad (3.20)$$

– умовна ймовірність того, що справна апаратура за результатами контрольної перевірки буде прийнята справною ($c \rightarrow c$):

$$P(c/c) = 1 - \alpha; \quad (3.21)$$

– умовна ймовірність того, що несправна апаратура за результатами контрольної перевірки визнається несправною ($h \rightarrow h$):

$$P(c/h) = 1 - \beta. \quad (3.22)$$

За формулою повної ймовірності визначимо апіорну ймовірність того, що та або інша апаратура є несправною наприкінці циклу контрольної перевірки:

$$P_a(h) = P(h/h)P(h) + P(c/h)P(c), \quad (3.23)$$

де $P(h)$ – ймовірність відмови апаратури наприкінці контрольного циклу;

$P(c)$ – ймовірність справного стану апаратури наприкінці контрольного циклу.

Очевидно, що $P(h) + P(c) = 1$.

Усі зразки апаратури або їх складові блоки (елементи), визнані несправними, підлягають заміні або ремонту (регулюванню). Тому відповідно до (3.23) наявність помилки першого роду означає додаткове збільшення кількості зразків радіоелектронної апаратури (її блоків або елементів) обмінного фонду для виконання необхідних замін.

Усі зразки $c(i)$, які визнані несправними, піддаються поточній перевірці (контролю технічного стану в повному обсязі), яку розглядатимемо як експеримент. Вважаємо, що він проводиться із високою достовірністю, а помилки першого α й другого β роду виключені. Тоді:

$$c_e(i) = \alpha b(i). \quad (3.24)$$

Величина $b(i)$ визначається лінійним неоднорідним рівнянням із

постійними коефіцієнтами у кінцевих різницях [53]:

$$b(i+1) = (1 - \alpha)b(i). \quad (3.25)$$

Отриманий вираз (3.25) описує процес експлуатації зразків апаратури РЕС в границях одного МКІ.

За даними поточної контрольної перевірки i з допомогою виразу (3.25) можна визначити фактичну кількість зразків апаратури, що відмовили до кінця проведення i -ої контрольної перевірки:

$$b_e(i) = c_e(i) / \alpha. \quad (3.26)$$

Припущення, що кількість модернізованих зразків радіоелектронної апаратури n , що відмовили упродовж кожного контрольного циклу, є числом постійним, не відповідає дійсним умовам експлуатації. Фактично, це число є випадковою величиною n_i , яка змінюється у різних контрольних циклах. З урахуванням того, що постійне число n фактично є математичним сподіванням цієї випадкової величини, та згідно з формулою (3.26) отримаємо:

$$b(i) = (1 - \alpha)b(i-1) + n_i, \quad (3.27)$$

де $b(i)$ і n_i – реалізації випадкових величин.

Тоді для останнього N -го циклу контрольної перевірки впродовж одного МКІ апаратури маємо:

$$b(N) = (1 - \alpha)b(N-1) + n_N. \quad (3.28)$$

МКІ завершується N -ою контрольною перевіркою. За нею проводиться чергова перевірка, якій піддаються всі засоби, що знаходяться в експлуатації

до цього часу, згідно з повною програмою контролю технічного стану.

За результатами чергової перевірки встановлюється дійсна кількість засобів $b_e(i)$, несправних до кінця N-го циклу, і дійсна кількість несправних засобів $c_e(i)$, виявлених у результаті контрольної перевірки. За цими даними, згідно з виразом (3.28), можна уточнити значення коефіцієнта α_e :

$$\alpha_e = c_e(i)/b_e(i). \quad (3.29)$$

Правильна організація експлуатації однорідної за надійністю групи зразків радіоелектронної апаратури впродовж деякого часу, особливо протягом 2÷3 сусідніх МКІ, забезпечує практично незмінний у часі коефіцієнт α_e . Якщо необхідно впродовж МКІ уточнити α_e , то проводиться позачергова перевірка або додаткова контрольна перевірка.

Викладене вище є основою методу завдання та коригування параметрів експлуатації (підвищення надійності) модернізованої апаратури РЕС [29, 42].

1. Первинне визначення параметрів експлуатації модернізованої апаратури.

Інтервал часу між двома контрольними перевірками становить:

$$T_{\text{пр}} = \frac{n}{M} T_0, \quad (3.30)$$

де T_0 – середній час безвідмовної роботи апаратури.

Кількість циклів контрольних перевірок впродовж прийнятого МКІ T дорівнює:

$$N = T/T_{\text{пр}}. \quad (3.31)$$

Використовуючи отримані вище формули, визначаємо:

– апріорну кількість несправних засобів, що знаходяться в експлуатації

до кінця N-го циклу:

$$b(N) = \frac{n}{\alpha} [1 - (1 - \alpha)^N]; \quad (3.32)$$

– апріорну кількість несправних засобів, що відмовили до кінця N-го циклу:

$$X(N) = \frac{\alpha n N (2 - \alpha) - 2(1 - \alpha) [1 - (1 - \alpha)^N] n}{2\alpha^2}; \quad (3.33)$$

– апріорну кількість несправної апаратури, виявленої в результаті проведення N контрольних перевірок:

$$S(N) = n \left\{ N \frac{(1 - \alpha)}{\alpha} [1 - (1 - \alpha)^N] \right\}. \quad (3.34)$$

Величини $X(N)$ і $b(N)$ слід порівняти з допустимими, якщо такі задані. У разі потреби скоригувати число n , враховуючи, що n – це математичне сподівання випадкової величини і може набувати дробових значень.

2. Коригування параметрів експлуатації модернізованих зразків апаратури РЕС за результатами контрольних перевірок.

За результатами контрольних і поточних перевірок апаратури визначається дійсна кількість несправних зразків $c_e(i)$, $i = \overline{1, N}$, виявлених за допомогою контрольних перевірок. А результати чергової перевірки апаратури, що проводиться наприкінці МКІ, дозволяють визначити дійсну кількість зразків $b_e(i)$, несправних до кінця N-го циклу.

Таким чином, проведення контрольних і чергових періодичних перевірок модернізованих зразків апаратури РЕС дозволяє підвищити показники ефективності їх експлуатації. Метод контрольних перевірок може бути також

використаний для коригування МКІ в процесі експлуатації модернізованих зразків апаратури РЕС, особливо при експлуатації ЗВТ за технічним станом.

Запропонований метод забезпечує підвищення надійності модернізованих зразків апаратури РЕС ЗВТ завдяки створенню інформаційної надмірності про їх поточний технічний стан. Надмірність досягається проведенням додаткових контрольних перевірок, які характеризуються високою імовірністю виявлення відмови. У запропонованому методі варійованим параметром є часовий інтервал між двома контрольними перевірками. Застосування даного методу істотно збільшує коефіцієнт використання справної модернізованої апаратури радіоелектронних систем засобів водного транспорту без залучення значних додаткових апаратурних і фінансових ресурсів.

Висновки по розділу 3

1. Обґрунтовано переваги переходу від планово-попереджувальної системи технічного обслуговування засобів водного транспорту до обслуговування за станом (попереджувального обслуговування), що дозволяє своєчасно виявляти можливі несправності та підвищувати надійність радіоелектронних систем.

2. Отримав подальший розвиток метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом, який на відміну від наявних, враховує запас надійності елементної бази радіоелектронних систем залежно від характеру прискорення процесу їх старіння та дозволяє визначати оптимальні значення періодичності контролю для забезпечення потрібного.

3. Доведено необхідність переведення радіоелектронних систем на експлуатацію за технічним станом і їх модернізації шляхом встановлення нових блоків (апаратури). Такі зміни вимагають розробки методів і засобів контролю їх технічного стану на етапі експлуатації. Тому запропоновано

метод завдання та коригування параметрів експлуатації (підвищення надійності) модернізованої апаратури радіоелектронних систем. Запропонований метод забезпечує підвищення надійності модернізованих зразків апаратури радіоелектронних систем завдяки створенню інформаційної надмірності про їх поточний технічний стан. Надмірність досягається проведенням додаткових контрольних перевірок, які характеризуються високою імовірністю виявлення відмови. У запропонованому методі варійованим параметром є часовий інтервал між двома контрольними перевірками. Застосування даного методу істотно збільшує коефіцієнт використання справної модернізованої апаратури радіоелектронних систем засобів водного транспорту без залучення значних додаткових апаратурних і фінансових ресурсів.

Основні результати розділу опубліковані в таких роботах: [24], [29], [42].

РОЗДІЛ 4

ОБҐРУНТУВАННЯ НОМЕНКЛАТУРИ ПАРАМЕТРІВ КОНТРОЛЮ ТА ДІАГНОСТУВАННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ЗАСОБІВ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ НА ЕТАПІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ

Розділ містить результати розробки методу представлення радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежно від параметрів контролю та діагностування. Для оцінювання впливу параметрів контролю та діагностування на достовірність визначення технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту вперше розроблено метод дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем. Удосконалено метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

4.1 Метод представлення радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежно від параметрів контролю та діагностування

Розроблений метод представлення РЕС засобів водного транспорту залежно від параметрів контролю та діагностування дозволяє синтезувати оптимальні процедури контролю та діагностування [126].

При розробці методу за об'єкт контролю розглянуто окремі блоки (апаратура) в складі РЕС ЗВТ (типові елементи заміни), які можуть бути цифровими, аналоговими та цифро-аналоговими (гібридними).

Ступінь гібридності РЕС пропонується визначити за виразом:

$$h = \frac{\sum_{i=1}^{n_a} z_i^a p(z_i^a)}{\left(\sum_{i=1}^{n_a} z_i^a p(z_i^a) + \sum_{i=1}^{n_{\text{ц}}} z_j^{\text{ц}} p(z_j^{\text{ц}}) \right)_B} = \frac{\bar{N}_a}{\left(\bar{N}_a + \bar{N}_{\text{ц}} \right)}, \quad (4.1)$$

де z_i^a , $z_j^{\text{ц}}$ – кількість аналогових і цифрових ТЕЗ у складі РЕС;

$p(z_i^a)$, $p(z_j^{\text{ц}})$ – ймовірності появи дефектів ТЕЗ у складі РЕС j -го типу;

n_a , $n_{\text{ц}}$ – кількість типів аналогових і цифрових ТЕЗ у складі РЕС відповідно;

\bar{N}_a , $\bar{N}_{\text{ц}}$ – середня кількість дефектів ТЕЗ в аналоговій та цифровій частинах РЕС.

Найбільшу ступінь гібридності згідно із співвідношенням (4.1) мають ТЕЗ РЕС, що характеризуються значенням $h = 0,5$. Типові елементи заміни РЕС з $h \geq 0,9$ будемо відносити до аналогових, а з $h \leq 0,1$ – до цифрових. Найбільш повно теорія діагностування розроблена для цифрових і аналогових ТЕЗ РЕС [122]. Загалом до гібридних ТЕЗ РЕС відносять пасивні лінійні двополюсні елементи (конденсатори, резистори, котушки індуктивності); пасивні нелінійні двополюсні елементи (діоди, варистори тощо); елементарні багатопольсні елементи (транзистори, трансформатори, цифрові та аналогові інтегральні мікросхеми тощо); великі інтегральні схеми. Процес контролю гібридних ТЕЗ РЕС є більш складним завданням внаслідок їх конструктивних особливостей – високу щільність монтажу, частку поверхневого монтажу, труднощі або навіть неможливість доступу до контактів РЕС.

Знання закону розподілу дефектів (кількості типових елементів заміни з дефектами $m = \overline{0, M}$ у партії) впливає на вибір методів і засобів контролю, діагностування та ремонту РЕС та багато в чому визначає їх ефективність. Найчастіше дефекти ТЕЗ підпорядковуються біноміальному або пуассонівському закону розподілу. Якщо загальна кількість типових елементів

заміни РЕС n є великою і серед них порівняно мало несправних, застосовується пуассонівський закон розподілу. При відносно великих n ймовірність p вибору несправного ТЕЗ радіоелектронної системи є відносно малою, а $\lambda = np$ набуває середніх значень. Тобто на практиці наближення Пуассона є справедливим, якщо значна кількість ТЕЗ радіоелектронної системи характеризується відносно малим рівнем несправності [133].

Тоді в досліджуваній партії з N ТЕЗ, відповідно до пуассонівського закону розподілу, N_m типових елементів заміни РЕС з m дефектами мають

$\bar{N}_m = \frac{\lambda^m e^{-\lambda} N}{m!}$ дефектів, що припадають на один зразок РЕС. Відповідно, кількість типових елементів заміни РЕС без дефектів ($m = 0$) дорівнює $\bar{N}_0 = Ne^{-\lambda}$, а кількість дефектних типових елементів заміни – $\bar{N} = (1 - e^{-\lambda})N$.

Розподіл певних видів дефектів у партії ТЕЗ визначається як:

$$P_m = \frac{(\lambda_1 + \lambda_2)^m e^{-(\lambda_1 + \lambda_2)}}{m!} = \frac{e^{-(\lambda_1 + \lambda_2)} \sum_{j=1}^m C_m^j \lambda_1^{m-j} \lambda_2^j}{m!}, \quad (4.2)$$

де λ_1 і λ_2 – середня кількість дефектів першого та другого видів в одному ТЕЗ досліджуваної партії;

C_m^j – біноміальний коефіцієнт.

Вибір найефективніших методів і засобів діагностування та ремонту об'єкта контролю визначається згідно з виразом (4.2). При цьому враховуються переважаючий клас і середня кількість дефектів λ , ступінь гібридності S_h , закон розподілу дефектів між типовими елементами заміни досліджуваної партії, конструктивні особливості друкованих плат тощо.

Для контролю та діагностування типових елементів заміни РЕС використовуються методи інспекції та методи тестового діагностування. Так

само до методів інспекції PEC відносять оптичні, радіаційні та рефлектометричні, а до методів тестового діагностування – функціональне тестове діагностування та внутрішньосхемне тестування [136].

Методи інспекції є безконтактними та застосовуються для виявлення стану поверхні типових елементів заміни, а саме:

- виявлення пошкоджень провідників друкованих плат;
- зміни конфігурації та взаємного розташування ТЕЗ;
- виявлення сторонніх включень, перекосів встановлених ТЕЗ.

Рефлектометричний метод (вимірюванням часових характеристик відбитого імпульсу) застосовується для друкованих плат у високочастотних пристроях, коли поряд зі звичайним опором доріжки на платі також ще контролюється її хвильовий опір (імпеданс).

Функціональне тестування має на меті контроль вихідних параметрів ТЕЗ і тестування PEC у цілому, завдяки чому перевіряються цілісність структури і правильність виконання відповідних функцій. Тестове обладнання з'єднується із ТЕЗ через спеціальні пробники (кліпси). Після подачі стимулюючі впливи (тестові сигнали) на входах типового елемента заміни викликають на внутрішньосхемних контрольних точках і виходах ТЕЗ відповідні відклики, які вимірюються і порівнюються з еталонними значеннями.

Внутрішньосхемне тестування (аналогове та цифрове) типових елементів заміни проводиться при цілісності складових PEC подачею тестових впливів на внутрішні контрольні точки апаратури. Аналогове внутрішньосхемне тестування PEC передбачає контроль:

- коротких замикань та обривів;
- номіналів резисторів, конденсаторів, котушок, дискретних напівпровідникових приладів;
- правильність монтажу інтегральних мікросхем.

Для виключення впливу паралельних ланцюгів установлюється блокуюча напруга, застосовується метод багатодротового вимірювання, підбираються напруги і частоти тестування. Аналогове внутрішньосхемне

тестування виявляє до 80% всіх дефектів та поділяється на такі види: за елементами, за фрагментами та змішане. Інваріантність тестування РЕС реалізовується двома способами. Перший спосіб передбачає ідентифікацію дефектів без подачі напруги живлення на РЕС завдяки умовному електричному розподілу пасивних двополюсників і багатополіусників. Ідентифікація інших видів дефектів здійснюється другим способом, коли на входах активних РЕС тестові сигнали наводяться примусово. Для виявлення всіх несправностей (ушкоджень) РЕС під час тестування встановлюються чіткі початкові умови діагностування РЕС, використовується спеціальна послідовність перевірок та виключаються тестові сигнали, не обумовлені умовами застосування апаратури.

Для виключення взаємного впливу елементів РЕС один на одного при тестуванні за елементами кожний елемент перевіряється окремо при низьких амплітудах тестових сигналів. Даний вид діагностування є практично безпечним при будь-якому поєднанні дефектів у ТЕЗ. При реалізації методу діагностування за елементами вирішуються такі основні завдання:

- забезпечення доступу до внутрішніх контрольних точок РЕС;
- виключення впливу схеми при перевірці пасивних РЕС;
- захист активних РЕС від пошкодження при тестуванні.

При діагностуванні за елементами аналогових і цифрових інтегральних мікросхем зі складу РЕС тестові сигнали подаються безпосередньо на входи кожної схеми, а з виходів знімаються відповідні реакції [134].

Метод цифрового внутрішньосхемного тестування базується на векторному та безвекторному тестуванні цифрових інтегральних мікросхем. При векторному тестуванні цифрові інтегральні мікросхеми перевіряються на відповідність таблиці істинності. Вплив паралельно встановлених інтегральних мікросхем усувається шляхом подачі на вхід мікросхем імпульсів обмеженої тривалості [137].

Таким чином, завдяки сучасним методам і засобам контролю та діагностування РЕС ЗВТ здійснюється їх повне тестування, яке, на жаль, має

доволі великий час проведення і недостатню достовірність виявлення можливих відмов, що знижує надійність РЕС.

Запропоновано вираз, який залежно від їх складових ТЕЗ дозволяє визначити ступінь гібридності радіоелектронних систем.

Наведено класифікацію типових елементів заміни РЕС засобів водного транспорту.

У результаті критичного аналізу основних методів контролю та діагностування типових елементів заміни радіоелектронних систем обґрунтовано перспективи використання методу контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту за елементами.

4.2 Метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту

Надійність РЕС ЗВТ на етапі проєктування досягається вибором доцільно-образної структури та розумної надмірності засобу оперативного контролю, самовідновлення та ремонтпридатності. При експлуатації надійність елементів РЕС ЗВТ забезпечують засоби технічного контролю та діагностування. Але найбільшого ефекту вдається досягти при грамотному поєднанні заходів, що виконуються на кожному етапі життєвого циклу [25].

Доведено, що за допомогою алгоритмів (програм) попереджувального обслуговування параметри контролю РЕС ЗВТ підтримуються в заданих межах або при виявленні відхилення цих параметрів від номіналів – корегуються, що позитивно впливає на надійність РЕС ЗВТ. Результати контролю технічного стану РЕС ЗВТ за точністю та частотним діапазоном (в області низьких частот огинаючої та несучої), отримані за допомогою прецизійних методів формування амплітудно-модульованих (АМ) сигналів в області низьких частот огинаючої (до кількох кілогерц) та несучої (десятки

кілогерц) [129], [132], є кращими за класичні аналогові методи формування АМ сигналів [28].

Однак навіть прецизійні методи не можуть забезпечити жорсткі вимоги щодо дискретності та похибки (порядку тисячних часток відсотка) завдання коефіцієнта амплітудної модуляції (КАМ) в області малих його значень (до 10%) [130]. Лише досягнення вказаних значень параметрів дозволяють отримати для високоточних приладів і систем з АМ необхідні чутливість і похибки для сучасних навігаційних систем засобів водного транспорту.

Таких результатів дозволяє досягти лише метод формування прецизійних АМ сигналів на основі бінарної модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів [138], [140], але й він не завжди забезпечує необхідні значення коефіцієнта гармонік огинаючої. Для його зменшення застосовують більш складні закони модуляції (трикутний, трапецеїдальний, шматково-ступінчастий) часових параметрів прямокутних імпульсів несучої.

Розглянемо метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції.

Вихідна послідовність двополярних прямокутних імпульсів з амплітудою U і тривалістю τ_i , положенням центру (середини), фронту та зрізу t_i, t_i', t_i'' , відповідно, i -го імпульсу несучою наведена на рисунку 4.1 [12].

Покажемо переваги трикутної модуляції часових параметрів імпульсів порівняно з відомою бінарною [128], [142] для загального випадку, коли форма імпульсів несучої може бути будь-якою та описана довільною функцією $f(t, \tau)$.

Тоді імпульсну послідовність несучої представимо в аналітичній формі:

$$F(t) = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i f(t - t_i; \tau_i), \quad (4.3)$$

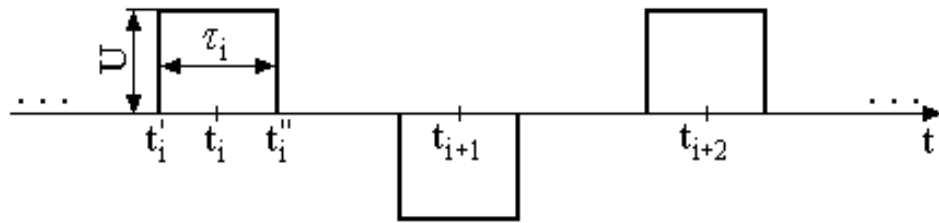


Рисунок 4.1 – Послідовність двополярних прямокутних імпульсів

Джерело: література [12]

де $f(t - t_i; \tau_i)$ – функція, яка описує форму імпульсу;

$N = \omega/\Omega$ – відношення кругової частоти несучої ω до кругової частоти огибаючої Ω ;

ε_i – величина для узгодження, яка дозволяє охопити однополярну та двополярну послідовність імпульсів несучої [25].

Величина для узгодження дорівнює

$$\varepsilon_i = \frac{b}{2} [a + (-1)^i], \quad (4.4)$$

де $a = 1$ і $b = 1$ – для однополярної послідовності імпульсів несучої; $a = 0$ і $b = 2$ – для двополярної послідовності.

Розкладемо функцію $F(t)$ у ряд Фур'є

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{D}_n e^{jn\Omega t},$$

де

$$\dot{D}_n = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) e^{-jn\Omega t} dt \quad (4.5)$$

– комплексний коефіцієнт Фур'є; $T = 2\pi/\Omega$ – період огинаючої.

Після обробки виразів (4.3) і (4.5) отримаємо

$$\dot{D}_n = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i q_i(n\Omega) e^{-jn\Omega t_i}, \quad (4.6)$$

де

$$q_i(n\Omega) = \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} f(t, \tau_i) e^{-jn\Omega t} dt. \quad (4.7)$$

Зауважимо, що величина $q_i(n\Omega)$ визначається тільки тривалістю імпульсів τ_i та не залежить від їх положення t_i .

Визначимо гармоніки порядку $N + \ell$, які розташовані поблизу несучої та потрапляють до смуги пропускання фільтру (значення ℓ незначне, тобто $\ell \ll N$). Враховуючи, що $\Omega T = 2\pi$ і $t_i = (T/2N)i + \Delta t_i$, де Δt_i визначає закон модуляції положення t_i імпульсів несучої, із виразу (4.6) отримаємо

$$\dot{D}_{N+\ell} = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i (-1)^i q_i(n\Omega) e^{-jn\Omega \Delta t_i} e^{-j\frac{\pi\ell}{N}i}. \quad (4.8)$$

Величина $\dot{D}_{N+\ell}$ є ℓ -им коефіцієнтом Фур'є дискретної послідовності $y(\tau_i; \Delta t_i) = \varepsilon_i (-1)^i q_i(n\Omega) e^{-jn\Omega \Delta t_i}$, вигляд якої визначається законом модуляції. Якщо немає модуляції, то коефіцієнт Фур'є $\dot{D}_{N+\ell}$ не дорівнює нулю тільки при $\ell = 0$, тобто він дорівнює \dot{D}_N . При малих коефіцієнтах модуляції вигляд послідовності $y(\tau_i; \Delta t_i)$ відтворює закон модуляції часових параметрів τ_i і t_i . Отже, що ближче закон модуляції величин τ_i і t_i до гармонійного, то швидше зменшуються коефіцієнти $\dot{D}_{N+\ell}$ зі збільшенням ℓ з обох боків від центральної

частоти вузькосмугового фільтру. Спектр сигналу $F(t)$ має центральну частоту ω і дві бічні частоти $\omega \pm \Omega$, якщо послідовність $y(\tau_i; \Delta t_i)$ є дискретною гармонійною. Таким чином, що ближче закон модуляції часових параметрів τ_i і t_i до гармонійного, то ближчим у першому наближенні (при малих коефіцієнтах модуляції) є вихідний сигнал вузькосмугового фільтру до АМ сигналу із гармонійним законом модуляції. Крім того, передатна характеристика вузькосмугового фільтру (відмінність її форми від ідеально прямокутної) буде в меншому ступені впливати на його вихідний сигнал.

Отже, при трикутному законі модуляції часових параметрів імпульсів несучої, як ближчого до гармонійного, переважно бінарного, при будь-якій формі імпульсів несучої $\pm \Omega$ на виході фільтру залишаться лише складові частот ω , $\omega + \Omega$ і $\omega - \Omega$, тобто коефіцієнти Фур'є \dot{D}_N , \dot{D}_{N+1} , \dot{D}_{N-1} . Тоді вихідний сигнал вузькосмугового фільтру визначається співвідношенням [129]:

$$F^\Phi(t) = 2|\dot{D}_n|f(t)\cos(\omega t + \chi), \quad (4.9)$$

де $f(t) = \left|1 + \dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t}\right|$;

$$\dot{M}_+ = \frac{\dot{D}_{N+1}}{\dot{D}_N}; \quad \dot{M}_- = \frac{\dot{D}_{N-1}}{\dot{D}_N} \quad (4.10)$$

– парціальні коефіцієнти модуляції, що вносяться окремими гармоніками сигналу, що формується; χ – початкова фаза несучої, яка визначається як сума аргументів коефіцієнта Фур'є \dot{D}_N початкової фази N -ої гармоніки сигналу, що формується, та величини $(1 + \dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t})$.

Отже, на виході фільтра маємо амплітудно модульований сигнал із законом модуляції заданим функцією $f(t)$:

$$f^2(t) = 1 + |\dot{M}_+|^2 + |\dot{M}_-|^2 + 2\operatorname{Re}(\dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t}) + 2\operatorname{Re}(\dot{M}_+ \dot{M}_- e^{j2\Omega t}). \quad (4.11)$$

Вихідний сигнал вузькосмугового фільтру формують складові частоти огибаючої Ω і 2Ω (вираз (4.9)). Для малих значень парціальних коефіцієнтів модуляції $|\dot{M}_+| \ll 1$ і $|\dot{M}_-| \ll 1$ вираз (4.11) можна спростити:

$$f^2(t) = 1 + 2 \operatorname{Re}(\dot{M}_+ e^{j\Omega t} + \dot{M}_- e^{-j\Omega t}) = 1 + 2|\dot{M}| \cos(\Omega t + \lambda), \quad (4.12)$$

$$\text{де } \dot{M} = \dot{M}_+ + \dot{M}_-^* = M e^{-j\lambda}; \quad (4.13)$$

* – знак комплексного спряження:

M, λ – модуль і аргумент комплексного коефіцієнту модуляції \dot{M} .

Із виразу (4.12) з урахуванням малості значення M [37] знаходимо

$$f(t) = 1 + M \cos(\Omega t + \lambda). \quad (4.14)$$

Отже, при малих коефіцієнтах модуляції часових параметрів імпульсів несучої довільної форми вихідний сигнал вузькосмугового фільтру є амплітудно-модульованим із синусоїдальною огибаючою із коефіцієнтом амплітудної модуляції M , що визначається рівністю (4.13).

Формули (4.6), (4.7), (4.8), (4.10), (4.13) дозволяють розрахувати коефіцієнт амплітудної модуляції для різних видів час-імпульсної модуляції вихідної послідовності імпульсів несучої довільної форми.

Однак найчастіше як несучу використовують послідовність імпульсів прямокутної форми. Тоді з виразів (4.7) і (4.6) маємо:

$$q_i(n\Omega) = U \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} e^{-jn\Omega t} dt = \frac{2U}{n\Omega} \sin \frac{n\Omega\tau_i}{2};$$

$$\begin{aligned} \dot{D}_n &= \frac{U}{j2\pi n} \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i \left(e^{j\frac{n\Omega\tau_i}{2}} - e^{-j\frac{n\Omega\tau_i}{2}} \right) e^{-jn\Omega t_i} = \\ &= \frac{U}{j2\pi n} \left[\sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i'} - \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i''} \right]. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Нехай визначені закони модуляції: фронту $\Delta t_i'$, зрізу $\Delta t_i''$, тривалості $\Delta\tau_i$, становища i -го імпульсу Δt_i . Тоді формована система рівнянь для часових параметрів послідовності імпульсів дорівнює:

$$\begin{cases} t_i' = \frac{T}{2N}i - \frac{\tau}{2} + \Delta t_i'; \\ t_i'' = \frac{T}{2N}i + \frac{\tau}{2} + \Delta t_i''; \\ t_i = \frac{T}{2N}i + \frac{1}{2}(\Delta t_i' + \Delta t_i''); \\ \tau_i = \tau + \Delta t_i'' - \Delta t_i', \end{cases} \quad (4.16)$$

де τ – тривалість імпульсів без модуляції.

Розв'язуючи систему рівнянь (4.16) щодо величин Δt_i і $\Delta\tau_i$, отримаємо

$$\Delta t_i = \frac{1}{2}(\Delta t_i' + \Delta t_i''); \quad (4.17)$$

$$\Delta\tau_i = \Delta t_i'' - \Delta t_i'. \quad (4.18)$$

З останніх виразів випливають чотири можливі види модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої:

1) фазова модуляція при постійній тривалості імпульсів несучої:

$$\Delta t_i = \Delta t_i'; \quad \Delta t_i'' = \Delta t_i'; \quad \Delta\tau_i = 0;$$

2) широтна модуляція або модуляція тривалості імпульсів, що несе при рівномірному їх слідуванні:

$$\Delta t_i = 0; \Delta t_i' = -\Delta t_i''; \Delta \tau_i = 2\Delta t_i'';$$

3) модуляція фронту імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0; \Delta t_i' \neq 0; \Delta t_i'' = 0;$

4) модуляція зрізу імпульсів несучої: $\Delta t_i = 0; \Delta t_i' = 0; \Delta t_i'' \neq 0.$

Дослідимо вказані чотири види модуляції на предмет впливу трикутного закону часових параметрів прямокутних імпульсів несучою. Для цього опишемо трикутний закон модуляції фронту t_i' та зрізу імпульсів несучої:

$$\Delta t_i' = \Delta'(N - |N - i|) = \begin{cases} \Delta i & \text{при } 0 \leq i \leq N; \\ \Delta(2N - i) & \text{при } i \geq N, \end{cases} \quad (4.19)$$

де Δ' – дискретність зміни стану фронту t_i' імпульсів несучої.

Аналогічно записується трикутний закону модуляції зрізу t_i'' імпульсів несучої при заміні у виразі (4.19) $\Delta t_i'$ на $\Delta t_i''$ і Δ' на Δ'' .

Для зручності вираз (4.15) для коефіцієнта Фур'є \dot{D}_n перетворимо на:

$$\dot{D}_n = \frac{U}{j2\pi n} (S' - S''), \quad (4.20)$$

$$\text{де } S' = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i'}; \quad (4.21)$$

$$S'' = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega t_i''}. \quad (4.22)$$

Розрахуємо суму S' , спростивши вираз (4.21) після підстановки рівності

для t'_i із формули (4.16) з урахуванням співвідношення (4.19):

$$S' = \sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn\Omega \left[\frac{T}{2N} i - \frac{\tau}{2} + \Delta'(N-|N-i|) \right]} =$$

$$= e^{j \frac{n\Omega\tau}{2}} \left[\sum_{i=0}^{2N-1} \varepsilon_i e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta' \right) i} + \sum_{i=1}^N \varepsilon_i e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta' \right) i} \right]. \quad (4.23)$$

Після підставлення виразу (4.4) до формули (4.23) отримаємо

$$S' = \frac{b}{2} e^{j \frac{n\Omega\tau}{2}} [a(S_1 + S_2) + S_3 + S_4], \quad (4.24)$$

$$\text{де } S_1 = \sum_{i=0}^{N-1} e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta' \right) i}; \quad S_2 = \sum_{i=0}^N e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta' \right) i};$$

$$S_3 = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^i e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta' \right) i}; \quad S_4 = \sum_{i=0}^N (-1)^i e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \Omega\Delta' \right) i}.$$

Суми S_1, S_2, S_3, S_4 є геометричними прогресіями:

$$S_1 = \frac{1 - e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 - e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}}; \quad S_2 = \frac{1 - e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 - e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}};$$

$$S_3 = \frac{1 - (-1)^N e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 + e^{-jn \left(\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}}; \quad S_4 = \frac{1 - (-1)^N e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right) N}}{1 + e^{-jn \left(-\frac{\pi}{N} + \gamma' \right)}},$$

де $\gamma' = \Omega\Delta'$.

Використовуючи ці рівності, знаходимо

$$S_1 + S_2 = -e^{-j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{\pi n}{2}} \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi n}{2}\right) \sin n\gamma'}{\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi\ell}{2N}\right) \sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2N}\right)}; \quad (4.25)$$

$$S_3 + S_4 = e^{-j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{\pi\ell}{2}} \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right) \sin n\gamma'}{\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi\ell}{2N}\right) \sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2N}\right)}; \quad (4.26)$$

Підставивши вирази (4.25), (4.26) до (4.24), отримаємо

$$S' = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right) \sin n\gamma'}{\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} + \frac{\pi\ell}{2N}\right) \sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2N}\right)}.$$

За умов $\frac{\pi\ell}{2N} \ll 1$ і $\frac{n\gamma'}{2} \ll 1$, характерних для сигналів, що формуються:

$$S' = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma'}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{n\gamma' \sin\left(\frac{Nn\gamma'}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2(\gamma')^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}}. \quad (4.27)$$

Аналогічний вираз для величини S'' отримаємо із формули (4.27) після проведення формальної заміни τ на $-\tau$, Δ на Δ'' , γ на γ'' :

$$S'' = \frac{b}{2} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma''}{2} - j\frac{n\Omega\tau}{2}} \cdot \frac{n\gamma'' \sin\left(\frac{Nn\gamma''}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2(\gamma'')^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}}. \quad (4.28)$$

Метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану РЕС ЗВТ базується на виразах (4.20), (4.27) і (4.28). За допомогою даного методу розглянемо вплив різних видів модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої.

З урахуванням рівностей $\Delta' = \Delta''$, $\gamma' = \gamma'' = \gamma$, справедливих для фазової модуляції імпульсів несучої, і співвідношень (4.27), (4.28) та (4.20) маємо

$$\dot{D}_n = \frac{Ub}{2\pi} e^{j\frac{\pi\ell}{2} - j\frac{Nn\gamma}{2}} \cdot \frac{\gamma \sin\left(\frac{Nn\gamma}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2\gamma^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}} \sin \frac{n\Omega\tau}{2}. \quad (4.29)$$

Вираз (4.29) є основою для розрахунку коефіцієнтів Фур'є \dot{D}_N , \dot{D}_{N+1} і \dot{D}_{N-1} , які необхідні для отримання парціальних коефіцієнтів \dot{M}_+ і \dot{M}_- й у подальшому – для КАМ АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтру.

Коефіцієнти \dot{D}_N визначаються при підстановці у (4.29) $n = N$ і $\ell = 0$:

$$\dot{D}_N = \frac{Ub}{\pi} e^{-j\frac{N^2\gamma}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{N^2\gamma}{2}}{\frac{N^2\gamma}{2}} \sin \frac{N\Omega\tau}{2}. \quad (4.30)$$

Аналогічно, для визначення коефіцієнтів Фур'є $\dot{D}_{N\pm 1}$ до співвідношення (4.29) підставимо $n = N \pm 1$ і $\ell = \pm 1$:

$$\dot{D}_{N\pm 1} = -j \frac{Ub}{2\pi} e^{-j \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}} \cdot \frac{\gamma \cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{\frac{(N\pm 1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{4}}{4N^2}} \sin \frac{(N\pm 1)\Omega\tau}{2}. \quad (4.31)$$

Для знаходження парціальних коефіцієнтів модуляції підставимо співвідношення (4.30) і (4.31) до рівняння (4.10):

$$\dot{M}_{\pm} = -j e^{\pm j \frac{N\gamma}{2}} \cdot \frac{\cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{(N\pm 1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cdot \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{(N\pm 1)\Omega\tau}{2}}{\sin \frac{N\Omega\tau}{2}}. \quad (4.32)$$

З урахуванням виразів (4.32) і (4.13) для комплексного коефіцієнта модуляції отримаємо

$$\dot{M} = -j e^{\pm j \frac{N\gamma}{2}} \cdot \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \frac{N\Omega\tau}{2}} \times \left[\frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \sin \frac{(N+1)\Omega\tau}{2}}{(N+1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} - \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \sin \frac{(N-1)\Omega\tau}{2}}{(N-1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \right],$$

звідки знайдемо модуль КАМ

$$M = |\dot{M}| = \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \frac{N \Omega \tau}{2}} \left[\begin{array}{c} \cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \sin \frac{(N+1)\Omega\tau}{2} \\ \hline (N+1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2} \\ \cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \sin \frac{(N-1)\Omega\tau}{2} \\ \hline (N-1)^2 \gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2} \end{array} \right].$$

Аналіз співвідношення (4.33) свідчить про достатньо складну залежність КАМ M від параметру γ , який характеризує часову модуляцію. Якщо $N^2\gamma \ll 1$ (дуже мала модуляція), співвідношення (4.33) значно спрощується

$$M = \frac{4}{\pi^2} N^2 \gamma \sin \frac{\Omega\tau}{2} \operatorname{ctg} \frac{N\Omega\tau}{2}.$$

Враховуючи, що

$$N^2\gamma = N^2\Omega\Delta = \omega N\Delta = \omega\Delta t_{\max} = 2\pi \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $N\Delta = \Delta t_{\max}$,

отримаємо

$$M = \frac{8}{\pi} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2} \cdot \frac{\Delta t_{\max}}{T} = k_1 \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $k_1 = \frac{8}{\pi} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Оскільки $\Omega\tau = \frac{\omega\tau}{N} \ll 1$, то $k_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\omega\tau}{N} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2} \ll 1$.

Таким чином, при фазовій модуляції прямокутних імпульсів несучої встановлена пропорційність коефіцієнта амплітудної модуляції M АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтру відносній модуляції положення імпульсів $\Delta t_{\max}/T$ з коефіцієнтом $k_1 \ll 1$. Дана залежність показала, що навіть істотні обмеження діапазону зміни КАМ дають дуже малі його значення.

При широтній модуляції імпульсів несучої $\Delta t_i = 0$, $\Delta t_i' = \Delta t_i''$, $\Delta' = \Delta''$, $\gamma' = \gamma'' = \gamma$. Тоді із виразу (4.20) знаходимо

$$\dot{D}_n = \frac{Ub}{2\pi j} e^{j\frac{\pi\ell}{2}} \cdot \frac{\gamma \sin\left(\frac{Nn\gamma}{2} - \frac{\pi\ell}{2}\right)}{\frac{n^2\gamma^2}{4} - \frac{\pi^2\ell^2}{4N^2}} \times \left(e^{-j\frac{Nn\gamma}{2} + j\frac{n\Omega\tau}{2}} - e^{j\frac{Nn\gamma}{2} - j\frac{n\Omega\tau}{2}} \right).$$

За аналогією попередньому випадку можна одержати вирази для коефіцієнтів Фур'є \dot{D}_N , $\dot{D}_{N\pm 1}$ та парціальних коефіцієнтів модуляції \dot{M}_\pm :

$$\begin{aligned} \dot{D}_N &= \frac{2Ub}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{N^2\gamma}{2}}{N^2\gamma^2} \cdot \sin\left(\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} N\right); \\ \dot{D}_{N\pm 1} &= -\frac{2Ub}{\pi} \cdot \frac{\gamma \cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{(N\pm 1)^2\gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cos\left[\frac{N\gamma - \Omega\tau}{2} (N\pm 1)\right]; \\ \dot{M}_\pm &= -\frac{N^2\gamma^2}{(N\pm 1)^2\gamma^2 - \frac{\pi^2}{N^2}} \cdot \frac{\cos \frac{N(N\pm 1)\gamma}{2}}{\sin \frac{N^2\gamma}{2}} \cdot \frac{\cos\left[\frac{N\gamma - \Omega\tau}{2} (N\pm 1)\right]}{\sin\left(\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} N\right)}. \end{aligned}$$

Тоді комплексний коефіцієнт модуляції дорівнює

$$\begin{aligned} \dot{M} = \dot{M}_+ + \dot{M}_-^* &= \frac{N^2\gamma^2}{\sin \frac{N^2\gamma}{2} \sin\left(\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} N\right)} \times \\ &\times \left\{ \frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \cos\left[\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} (N+1)\right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N+1)^2\gamma^2} + \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \cos\left[\frac{\Omega\tau - N\gamma}{2} (N-1)\right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N-1)^2\gamma^2} \right\}, \end{aligned}$$

а його модуль

$$M = |\dot{M}| = \frac{N^2 \gamma^2}{\sin \frac{N^2 \gamma}{2} \sin \left(\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} N \right)} \times$$

$$\times \left| \frac{\cos \frac{N(N+1)\gamma}{2} \cos \left[\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} (N+1) \right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N+1)^2 \gamma^2} + \frac{\cos \frac{N(N-1)\gamma}{2} \cos \left[\frac{\Omega \tau - N \gamma}{2} (N-1) \right]}{\frac{\pi^2}{N^2} - (N-1)^2 \gamma^2} \right|. \quad (4.34)$$

Формула (4.34) справедлива для широтної модуляції, яка починається зі зменшенням тривалості імпульсів несучої, оскільки $\Delta t_i' > 0$, $\Delta t_i'' < 0$, за умови

$$\Delta \tau_{\max} = 2\Delta t_{\max} = 2N\Delta < \tau \quad \text{або} \quad N\gamma < \frac{\Omega \tau}{2}.$$

Для широтної модуляції, яка починається з розширення імпульсів несучої, у виразі (4.34) потрібно зробити заміну γ на $-\gamma$.

При $N \gg 1$ формула (4.34) набуває вигляду

$$M = \frac{2N^2 \gamma^2}{\left| \frac{\pi^2}{N^2} - N^2 \gamma^2 \right|} \cdot \operatorname{ctg} \frac{N^2 \gamma}{2} \operatorname{ctg} \left(\frac{\Omega \tau \pm N \gamma}{2} N \right).$$

Підставляючи до цієї формули рівність

$$N^2 \gamma = N^2 \Omega \Delta = \omega \Delta t_{\max},$$

отримаємо

$$M = \frac{2(\omega\Delta t_{\max})^2}{\pi^2 - (\omega\Delta t_{\max})^2} \cdot \operatorname{ctg} \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2} \operatorname{ctg} \frac{\omega(\tau \pm \Delta t_{\max})}{2}.$$

Для малих коефіцієнтів модуляції, коли $\omega\Delta t_{\max} \ll 1$ і $\Delta t_{\max} \ll \tau$, маємо

$$M = \frac{8}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2} \cdot \frac{\Delta t_{\max}}{T} = k_2 \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $k_2 = \frac{8}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Для модуляції зрізу імпульсів несучої справедливо: $\Delta t'_1 = 0, \gamma' = 0, \gamma'' = \gamma$.

Для отримання КАМ АМ сигналу використаємо методику, що й для широтної модуляції:

$$M = 4\omega\Delta t_{\max} \cdot \frac{\cos \omega\Delta t_{\max}}{|\pi^2 - (\omega\Delta t_{\max})^2|} \cdot \frac{\sin\left(\omega\tau + \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2}\right)}{1 + \left(\frac{2 \sin \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2}}{\omega\Delta t_{\max}}\right)^2 - \frac{4 \sin \frac{\omega\Delta t_{\max}}{2}}{\omega\Delta t_{\max}} \cos[\omega(\tau \pm \Delta t_{\max})]}.$$

Для малих значень коефіцієнтів модуляції ($\omega\Delta t_{\max} \ll 1$, тобто $\Delta t_{\max} \ll \tau$) цей вираз перетворюється до вигляду:

$$M = \frac{4}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2} \cdot \frac{\Delta t_{\max}}{T} = k_3 \frac{\Delta t_{\max}}{T},$$

де $k_3 = \frac{4}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2}$ – чисельний коефіцієнт.

Модуляція фронту імпульсів несучої: $\Delta t_1 = 0, \gamma' = \gamma, \gamma'' = 0$.

Для розрахунку КАМ АМ сигналу на виході вузькосмугового фільтра для модуляції зрізу імпульсів несучої використовується той самий вираз, що й для широтної модуляції.

Проведемо аналіз отриманих співвідношень для КАМ.

Полярність послідовності імпульсів несучої не впливає на значення КАМ АМ сигналу. Водночас застосування двополярної послідовності імпульсів несучої при однаковій вихідній амплітуді імпульсів несучої (без модуляції) вдвічі збільшує амплітуду вихідного сигналу.

Значення КАМ при фазовій модуляції при $\omega t \approx 1$ приблизно в N раз менше, ніж при широтній модуляції. Як відомо, коефіцієнти модуляції залежать від виду модуляції і пропорційні коефіцієнтам модуляції часових параметрів імпульсів несучої з відповідними чисельними коефіцієнтами. При малих значеннях цих коефіцієнтів двостороння широтна модуляція забезпечує вдвічі більше значення КАМ, ніж модуляція фронту або зрізу імпульсів несучої. При достатньо значних величинах КАМ для зменшення методичної похибки при визначенні коефіцієнтів модуляції використовують точніші, але більш складні залежності. Зазвичай параметри часової модуляції, розраховані заздалегідь або в онлайн режимі за допомогою вбудованої комп'ютерної системи і записані на згадку про міру (калібратора), використовуються для певних значень КАМ.

Для побудови міри (калібратора) КАМ АМ сигналів використовують різні види трикутної модуляції часових параметрів прямокутних імпульсів несучої. Зазвичай для контролю технічного стану РЕС ЗВТ застосовується міра на основі відомого методу бінарної модуляції [42], [109]. Інструментальна та методична складові похибки у цьому разі дорівнюють тисячній частці відсотка та є дещо нижчими, ніж у розробленому методі трикутної модуляції часових параметрів несучої з подальшою вузькосмуговою фільтрацією. Але отриманий при використанні запропонованого методу коефіцієнт гармонік k_T огинаючої АМ сигналу складає $k_T = 0,12$, що у чотири рази менше значення коефіцієнта гармонік для методу бінарної модуляції.

Таким чином, доведені переваги запропонованого методу трикутної модуляції часових параметрів несучої з подальшою вузькосмуговою фільтрацією порівняно з методом бінарної модуляції. Зменшення значення

коефіцієнта гармонік огибаючої у чотири рази при застосуванні розробленого методу супроводжується зростанням лише на кілька відсотків похибки завдання КАМ формованого АМ сигналу.

Отже, застосування методу синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції у вимірювальній апаратурі сприяє підвищенню точності та надійності останньої. Надалі це позначається на підвищенні загальної ефективності експлуатації радіоелектронних систем засобів водного транспорту за рахунок своєчасного виявлення можливих відмов більш точною та надійною вимірювальною апаратурою. Це набуває особливої актуальності під час виконання рейсів засобами водного транспорту за встановленими маршрутами і є підставою для зниження матеріальних, фінансових і репутаційних втрат через можливі аварії, поломки, катастрофи.

4.3 Дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем

Технічний стан РЕС ЗВТ залежить від якості електроенергії, що призначена для живлення РЕС. Завищені показники електроенергії можуть бути причиною виходу з ладу РЕЕ. Занижені показники електроенергії можуть привести до погіршення характеристик РЕС ЗВТ. Отже, розглянемо вплив похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану РЕС ЗВТ.

Підвищення вимог до показників якості електроенергії систем енергозабезпечення засобів водного транспорту потребує удосконалення методів і засоби їх контролю [97]. Однак подальший розвиток таких вимірювальних засобів в значній мірі стримується рівнем їх технічних характеристик (похибок вимірювання показників якості електроенергії) при незначній собівартості. На сьогодні економічно не потрібно застосовувати

високоточну апаратуру контролю на засобах водного транспорту, яка постійно знаходиться в жорстких умовах експлуатації [127]. Тому вельми актуальною науково-технічною задачею є розробка прецизійних методів вимірювання параметрів електричних сигналів (як правило, гармонійних напруг), які дозволять створити досить просту й у той же час з потрібними характеристиками апаратуру контролю.

У зв'язку з чим виникає актуальна науково-технічна задача в галузі контролю технічного стану систем енергозабезпечення засобів водного транспорту: удосконалення методів синтезу апаратури контролю технічного стану систем енергозабезпечення засобів водного транспорту за рахунок зменшення їх похибок вимірювання характеристик електричних сигналів.

Значна кількість публікацій присвячена задачі контролю технічного стану систем енергозабезпечення різних технічних систем [51], [65], [94]. Так, у статті [129] розглядається метод контролю технічного стану електронних схем, що входять до складу систем енергозабезпечення. У роботах [127] подано результати дослідження методів синтезу апаратури контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Однак у таких роботах не наведено оцінки похибок вимірювання параметрів електронної апаратури при контролі технічного стану. У публікаціях [40], [51], [74] розглянуто питання функціонування сучасних електричних та електронних систем, виділено фактори, які визначають їх технічний стан. У роботах [17], [52], [107] представлені результати ефективності контролю технічного стану систем енергозабезпечення під час експлуатації засобів водного транспорту та в галузі розвитку цифрової апаратури контролю. Однак у таких роботах немає результатів дослідження впливу особливостей експлуатації апаратури контролю в агресивному середовищі (морське та річкове середовище) на похибки вимірювання характеристик електричних сигналів під час контролю технічного стану.

Таким чином, найбільш критичними для синтезу апаратури контролю технічного стану систем енергозабезпечення засобів водного транспорту є те,

що бракує результатів оцінки похибок вимірювання характеристик електричних сигналів; результатів оцінки впливу завад на похибки вимірювання характеристик електричних сигналів; обґрунтованого універсального методу вимірювання характеристик електричних сигналів за мінімальних похибок в умовах впливу завад.

Результати аналізу сучасної літератури свідчать про те, що немає універсальних методів синтезу апаратури контролю технічного стану систем енергозабезпечення засобів водного транспорту для забезпечення мінімальних похибок вимірювання характеристик електричних сигналів. Отже, дослідження похибок вимірювання характеристик електричного сигналу систем енергозабезпечення засобів водного транспорту, є актуальним.

4.3.1 Дослідження впливу випадкових завад на похибку перетворення частоти електричних сигналів

Метод вимірювання частоти синусоїдального сигналу, заснований на перетворенні напруги в частоту проходження імпульсів, зводиться до такого.

Нехай заданий електричний сигнал з амплітудою V_m , круговою частотою ω і стаціонарною завадою $\xi(t)$, присутньою у цьому сигналі:

$$u(t) = v_m \sin \omega t + \xi(t). \quad (4.35)$$

Цей сигнал завдяки коефіцієнту перетворення напруги в частоту K_f , перетвориться в пропорційну частоту проходження імпульсів:

$$f(t) = K_f v_m \sin \omega t + K_f \xi(t), \quad (4.36)$$

Частотно-модуляційний імпульсний $f(t)$ сигнал інтегрується на інтервалі, рівному напівперіоду вхідного сигналу, де виходить кількість імпульсів:

$$N_T = \int_0^{T/2} f(t) dt. \quad (4.37)$$

Підставляючи співвідношення (4.36) у формулу (4.37), знаходимо

$$\begin{aligned} N_T &= K_f v_m \int_0^{\frac{T}{2}} [\sin \omega t + \xi(t)] dt = \\ &= K_f V_m \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t dt + K_f \int_0^{\frac{T}{2}} \xi(t) dt = \frac{K_f V_m T}{\pi} + \Delta N_\xi = N_T + \Delta N_\xi, \end{aligned} \quad (4.38)$$

де $N_T = \frac{K_f V_m T}{\pi}$ – інформативна, корисна складова результату вимірювання, пропорційна періоду T сигналу $u(t)$;

$$\Delta N_\xi = K_f \int_0^{\frac{\pi}{2}} \xi(t) dt \text{ – похибка, внесена завадою.}$$

Враховуючи лише корисну складову результату вимірювання, запишемо

$$T = \frac{N_T \pi}{K_f V_m} = \frac{K_T}{V_m} N_T, \quad (4.39)$$

де $K_T = \frac{\pi}{K_f}$ – коефіцієнт пропорційності.

Частота сигналу, який досліджується, визначиться зі співвідношення

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_m}{K_T N_T} = \frac{K_f V_m}{N_T}, \quad (4.40)$$

де $K_f = \frac{1}{K_T}$.

Як видно із співвідношення (4.40), результат вимірювання частоти f залежить від амплітуди V_m гармонічного сигналу. Для виключення цієї залежності електричний сигнал піддається нормалізації за амплітудою ($V_m = \text{const}$). Тоді вираз (4.40) перетворюється до вигляду:

$$f = \frac{d_f}{N_T}, \quad (4.41)$$

де $d_f = K_f V_m$ – дискретність вимірювання частоти.

Аналіз похибки ΔN_ξ , внесеної завадами, показує, що алгоритм усереднення має яскраво виражені фільтруючі властивості відносно завад. Зокрема, якщо завада є гармонічною із частотою, кратною частоті вимірюваного сигналу, то похибка $\Delta N_\xi = 0$.

4.3.2 Метод вимірювання фазового зсуву із проміжним перетворенням напруга-частота

Нехай необхідно виміряти фазовий зсув між двома синусоїдальними сигналами, які описуються виразами

$$u_1(t) = V_{1m} \sin \omega t; \quad u_2(t) = V_{2m} \sin(\omega t - \varphi), \quad (4.42)$$

де V_{1m} , V_{2m} – амплітуда вимірюваних сигналів;

ω – кругова частота електричного сигналу;

φ – вимірюваний фазовий зсув.

Алгоритм вимірювання фазового зсуву полягає в такому:

а) один із вхідних сигналів, наприклад $u_2(t)$, піддається диференціюванню

$$u_3(t) = \frac{\partial U_2(T)}{\partial t} = K_\partial V_{2m} \omega \cos(\omega t - \varphi), \quad (4.43)$$

де K_∂ – коефіцієнт передачі блоку диференціювання;

б) отриманий сигнал $V_3(t)$ перетвориться в пропорційну йому частоту проходження імпульсів

$$f(t) = K_f u_3(t) = K_f K_\partial V_{2m} \omega \cos(\omega t - \varphi); \quad (4.44)$$

в) імпульси частоти $f(t)$ підраховуються (інтегруються) двічі:

- один раз за часовий інтервал між переходами напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через нуль;
- інший раз протягом часового інтервалу між переходами напруги $u_2(t)$ через нуль і максимум;

$$N_1 = \frac{1}{\omega_0} \int_0^\varphi f(t) d(\omega t) = K_f K_\partial V_{2m} \int_0^\varphi \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = K_f K_\partial V_{2m} \sin \varphi, \quad (4.45)$$

$$N_2 = \frac{1}{\omega} \int_\varphi^{\frac{\pi}{2} + \varphi} f(t) d(\omega t) = K_f K_\partial V_{2m} \int_\varphi^{\frac{\pi}{2} + \varphi} \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = K_f K_\partial V_{2m}; \quad (4.46)$$

г) вимірювання фазового зсуву φ визначиться з такого виразу

$$\varphi = \arcsin \frac{N_1}{N_2}. \quad (4.47)$$

Розглянутий метод вимірювання фазового зсуву має такі переваги.

По-перше, він дозволяє виключити залежність результату вимірювання (4.47) від частоти електричних сигналів, що в кінцевому підсумку, призводить

до розширення частотного діапазону й підвищення точності, тому що усувається вплив нестабільності частоти вимірюваних сигналів. Результат вимірювання не залежить також від амплітуди електричних сигналів.

По-друге, він має малий час вимірювання, не більше одного-двох періодів сигналів, що особливо важливо при вимірюванні сигналів інфранизької частоти.

Можливий інший варіант методу вимірювання фазового зсуву із проміжним перетворенням напруга-частота. У ньому частотному перетворенню піддається модуль сигналу $u_2(t)$:

$$|u_2(t)| = V_{2m} |\sin(\omega t - \varphi)|, \quad (4.48)$$

$$f(t) = K_f V_{2m} |\sin(\omega t - \varphi)|. \quad (4.49)$$

Для виразу (4.49) інтегруємо двічі:

– на інтервалі від $(\frac{\pi}{2} + \varphi)$ до π :

$$N_1 = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi}^{\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi}^{\pi} K_f V_{2m} |\sin(\omega t - \varphi)| d(\omega t) = \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \cos \varphi; \quad (4.50)$$

– на інтервалі від $(\frac{\pi}{2} + \varphi)$ до $(\pi + \varphi)$

$$N_2 = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi}^{\pi + \varphi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi}^{\pi + \varphi} K_f V_{2m} |\sin(\omega t - \varphi)| d(\omega t) = \frac{K_f V_{2m}}{\omega}. \quad (4.51)$$

У цьому випадку результат вимірювання знаходимо за формулою

$$\varphi = \arccos N, \quad (4.52)$$

де $N = N_1/N_2$.

Крім інструментальної похибки перетворення напруга-частота, однієї з домінуючих похибок даного методу вимірювання фазових зсувів є похибка, обумовлена неточністю формування часових інтервалів, протягом яких здійснюється інтегрування частоти $f(t)$ й утворення проміжних результатів N_1 і N_2 . Оцінимо цю похибку.

Позначимо через $\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$ і $\Delta\varphi_3$ фазові похибки виділення моментів, що відповідають фазам:

$$\omega t_1 = \frac{\pi}{2} + \varphi ; \quad \omega t_2 = \pi ; \quad \omega t_3 = \pi + \varphi .$$

З урахуванням похибки $\Delta\varphi_1$ і $\Delta\varphi_2$ з виразу (4.50) знаходимо

$$N_1 = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi + \Delta\varphi_1}^{\pi + \Delta\varphi_2} f(t) d(\omega t) = \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi + \Delta\varphi_1}^{\pi + \Delta\varphi_2} \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) = \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \times$$

$$\times (\cos \varphi \cos \Delta\varphi_2 + \sin \varphi \sin \Delta\varphi_2 - \sin \Delta\varphi_1). \quad (4.53)$$

З огляду на те, що похибки $\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$ і $\Delta\varphi_3$ малі, маємо

$$\cos \Delta\varphi_2 \approx 1; \quad \sin \Delta\varphi_1 \approx \Delta\varphi_1; \quad \sin \Delta\varphi_2 \approx \Delta\varphi_2. \quad (4.54)$$

Тоді вираз (4.53) приймає вигляд

$$N_1 = N_1 - \frac{K_f V_{2m}}{\omega} (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 \sin \varphi). \quad (4.55)$$

Аналогічно з виразу (4.51) одержимо:

$$\begin{aligned}
 N_2 &= \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi + \Delta\varphi_1}^{\pi + \varphi + \Delta\varphi_3} f(t) d(\omega t) = \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi + \Delta\varphi_1}^{\pi + \varphi + \Delta\varphi_3} \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) = \\
 &= \frac{K_f V_{2m}}{\omega} (\cos \Delta\varphi_3 - \sin \Delta\varphi_1) \approx N_2 - \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \Delta\varphi_1. \quad (4.56)
 \end{aligned}$$

Зі співвідношень (4.55) і (4.56) знаходимо абсолютні похибки вимірювання

$$\Delta N_1 = N_1 - N = -\frac{K_f V_{2m}}{\omega} (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 \sin \varphi); \quad (4.57)$$

$$\Delta N_2 = N_2 - N_2 = -\frac{K_f V_{2m}}{\omega} \Delta\varphi_1. \quad (4.58)$$

Знаючи $|\Delta\varphi_1| = |\Delta\varphi_2| = \Delta\varphi_{\max} = \Delta\varphi$, одержимо граничні значення похибок

$$\Delta N_{1m} = \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \Delta\varphi_1 (1 + \sin \varphi); \quad (4.59)$$

$$\Delta N_{2m} = \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \Delta\varphi. \quad (4.60)$$

Границі зміни абсолютних похибок у вимірюванні величин N_1 і N_2 :

$$\frac{K_f V_{2m}}{\omega} \Delta\varphi \leq \Delta N_1 \leq \frac{K_f V_{2m}}{\omega} 2\Delta\varphi; \quad (4.61)$$

$$\Delta N_2 \leq \frac{K_f V_{2m}}{\omega} \Delta\varphi. \quad (4.62)$$

Використовуючи вирази (4.53) і (4.56), знайдемо абсолютну похибку визначення $\cos \varphi$:

$$\begin{aligned} \Delta N &= \frac{N_1}{N_2} - \frac{N_1}{N_2} = \frac{\cos \Delta\varphi_2 \cos \varphi + \sin \Delta\varphi_2 \sin \Delta\varphi - \sin \varphi_1}{\cos \Delta\varphi_3 - \sin \Delta\varphi_1} - \cos \varphi = \\ &= \frac{(\cos \Delta\varphi_2 \cos \varphi + \sin \Delta\varphi_2 \sin \Delta\varphi - \sin \varphi_1 - \cos \Delta\varphi_3 \cos \varphi + \sin \Delta\varphi_1)}{\cos \Delta\varphi_3 - \sin \Delta\varphi_1}. \end{aligned}$$

З урахуванням рівності (4.54) одержимо

$$\Delta N \approx \frac{\sin \Delta\varphi \cos \varphi + \sin \Delta\varphi \sin \varphi - \sin \varphi}{\cos \Delta\varphi - \sin \Delta\varphi} = \frac{\Delta\varphi}{1 - \Delta\varphi} (\cos \varphi + \sin \varphi - 1). \quad (4.63)$$

Складову похибку вимірювання фазового зсуву, внесену неточністю завдання інтервалів інтегрування, знаходимо з виразу (4.52)

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial N} \Delta N = \frac{\Delta N}{\sqrt{1 - N^2}}, \quad (4.64)$$

де ΔN – визначається зі співвідношення (4.63).

4.3.3 Метод вимірювання потужності із проміжним перетворенням напруга-частота

Розглянемо запропонований метод вимірювання потужності із проміжним перетворенням напруга-частота [125].

Сутність методу складається в перетворенні напруги, пропорційній миттєвій потужності, у частоту проходження імпульсів, що потім інтегрується за певний часовий інтервал, що залежить від вигляду вимірюваної величини – активної, реактивної або повної потужності [125].

Нехай напруга й струм у колі, яке досліджується, визначаються так:

$$u(t) = U_m \sin \omega t, \quad i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi).$$

За сигналами $u(t)$ і $i(t)$ утвориться напруга, пропорційна їх добутку

$$u_1(t) = K_M u(t)i(t) = K_M UI [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)], \quad (4.65)$$

де K_M – коефіцієнт передачі множного блоку,

U, I – середньоквадратичне значення відповідно до напруги й струму.

Із сигналу $u_1(t)$ виділяється змінна складова

$$u(t) = -K_M UI \cos(2\omega t - \varphi),$$

та її модуль за допомогою перетворювача напруга-частота перетвориться в частоту проходження імпульсів

$$f(t) = K_M UI |\cos(2\omega t - \varphi)|. \quad (4.66)$$

Залежно від виду вимірюваної потужності сигнал $f(t)$ інтегрується за певний часовий інтервал.

При вимірюванні активної потужності часовий інтервал інтегрування або усереднення частоти $f(t)$ укладені між $t_{\varphi/2}$ і $T/8$, що дорівнює фазовому інтервалу від $\varphi/2$ до $\pi/4$. Інтегруючи частоту $f(t)$ в заданих границях:

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{1}{\omega} \int_{\varphi/2}^{\pi/4} f(t) d(\omega t) = K_f K_M UI \frac{1}{\omega} \int_{\varphi/2}^{\pi/4} |\cos(2\omega t - \varphi)| d(\omega t) = \\ &= \frac{K_f K_M T}{2\pi} UI \cos \varphi = K \cdot T \cdot P, \end{aligned} \quad (4.67)$$

де $P = UI \cos \varphi$ – вимірювана активна потужність кола;

$$K = \frac{K_f K_M}{2\pi} \text{ – коефіцієнт пропорційності.}$$

При вимірюванні реактивної потужності інтегрування частоти ведеться в часовому інтервалі від 0 до $t_{\varphi/2}$ або у фазовому інтервалі від 0 до $\varphi/2$:

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{1}{\omega} \int_0^{\varphi/2} f(t) d\omega t = K_f K_M UI \frac{1}{\omega} \int_0^{\varphi/2} |\cos(2\omega t - \varphi)| d(\omega t) = \\ &= \frac{K_f K_M}{2\pi} T UI \sin \varphi = K \cdot T \cdot Q, \end{aligned} \quad (4.68)$$

де $Q = UI \sin \varphi$ – вимірювана реактивна потужність.

У режимі вимірювання повної потужності усереднення ведеться в часовому інтервалі від $t_{\varphi/2}$ до $t_{\varphi/2} + T/8$ або у фазовому інтервалі від $\varphi/2$ до $(\varphi/2) + \pi/4$:

$$\begin{aligned} N_3 &= \frac{1}{\omega} \int_{\varphi/2}^{\varphi/2 + \pi/4} f(t) d(\omega t) = K_f K_M UI \frac{1}{\omega} \int_{\varphi/2}^{\varphi/2 + \pi/4} |\cos(2\omega t - \varphi)| d(\omega t) = \\ &= \frac{K_f K_M}{2\pi} T UI = K \cdot T \cdot S, \end{aligned} \quad (4.69)$$

де $S = UI$ – повна потужність у колі, яке досліджується.

Для виключення залежності результатів вимірювання потужності від частоти (періоду) сигналів, які досліджуються, необхідно перетворити період одного із сигналів у код N , наприклад, методом дискретної лічби. Одержимо $N = T/d_T$ або $T = d_T N_T$, де d_T – дискретність вимірювання періоду. Підставляючи цю рівність у формули (4.67), (4.68), (4.69), маємо

$$N_P = K_9 \frac{N_1}{N_T} = KK_9 d_T P = P/\alpha_P, \quad (4.70)$$

$$N_Q = K_9 \frac{N_2}{N_T} = KK_9 d_T Q = Q/\alpha_P, \quad (4.71)$$

$$N_S = K_9 \frac{N_3}{N_T} = KK_9 d_T S = S/\alpha_P, \quad (4.72)$$

де $\alpha_P = \frac{2\pi}{K_F K_M K_9 d_T}$ – дискретність вимірювання потужності;

K_9 – коефіцієнт передачі дільника кодів.

4.3.4 Метод вимірювання середньоквадратичного значення амплітудно-модульованого сигналу із проміжним перетворенням напруга-частота

Вираз для АМ сигналу запишемо у такому вигляді

$$u(t) = u_M(t) \sin \omega t, \quad (4.73)$$

де $u_M(t)$ – сигнал, що обгинає, або модулює сигнал з періодом T_M ;

$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ – кругова частота несучої, початкова фаза якої для

спрощення записів прийнята рівною нулю;

T, f – період і частота несучої.

Модуль АМ сигналу $|u(t)| = U_M |\sin \omega t|$ перетворимо в пропорційну частоту проходження імпульсів $f(t) = K_f u_M(t) |\sin \omega t|$.

Для частоти $f(t)$ проведемо інтегрування за інтервал усереднення, який дорівнює половині q -го періоду несучої частоти, і одержимо кількість

імпульсів

$$N_q = \int_{t_q}^{t_q + \pi/2} f(t) dt = K_f \int_{t_q}^{t_q + \pi/2} u_M(t) |\sin \omega t| dt. \quad (4.74)$$

З огляду на те, що у q-му напівперіоді несучої $u_M(t_q) = V_q$, тобто має строго певне значення, рівне амплітуді несучої, одержимо

$$N_q = K_f V_q \int_{t_q}^{t_q + \pi/2} |\sin \omega t| dt = K_f V_q \frac{2}{\omega} = \frac{K_f T}{\pi} V_q. \quad (4.75)$$

З виразу (4.75) знаходимо амплітуду несучої частоти у q-му напівперіоді АМ сигналу

$$V_q = \frac{\pi}{K_f T} N_q = \frac{\pi f}{K_f} N_q. \quad (4.76)$$

Знаючи амплітуду несучої, визначимо середньоквадратичне значення амплітудно-модульованого сигналу

$$V_{AM} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{q=1}^n V_q^2} = \frac{\pi f}{K_f \sqrt{n}} \sqrt{\sum_{q=1}^n N_q^2} = K_{AM} \sqrt{\sum_{q=1}^n N_q^2}, \quad (4.77)$$

де $K_{AM} = \frac{\pi f}{K_f \sqrt{n}}$ – коефіцієнт пропорційності;

$n = \frac{2T_M}{T}$ – кількість відліків або кодів, миттєвих значень АМ сигналу за

період що обгинає.

Розроблений метод вимірювання середньоквадратичного значення АМ

сигналу має високу заводо захищеність. Покажемо це. Представимо електричний сигнал сумою АМ сигналу й стаціонарної завади

$$u(t) = u_M(t) \sin \omega t + \xi(t),$$

де $\xi(t)$ – стаціонарна завада, що є присутньою у вхідному сигналі.

Тоді в результат вимірювання величини N_q , обумовлений співвідношенням (4.75), вноситься похибка

$$N_q = \frac{\pi f}{K_f} N_q. \quad (4.78)$$

Дисперсія цієї похибки:

$$\begin{aligned} \langle (\Delta N_q)^2 \rangle &= K_f^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int \langle \xi(t) \xi(t') \rangle dt dt' = \\ &= K_f^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int \sigma_\xi^2 r(t - t') dt dt' = K_f^2 \sigma_\xi^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int r(t - t') dt dt' = \\ &= K_f^2 \sigma_\xi^2 \int_0^{\frac{T}{2}} r(t) dt = K_f^2 \sigma_\xi^2 \frac{T}{2} \tau_\xi, \end{aligned} \quad (4.79)$$

де σ_ξ^2 – дисперсія завади;

$r(t - t')$ – нормована кореляційна функція, $r(0) = 1$;

τ_ξ – час кореляції завади.

Відносне значення похибки, внесеної завадами при вимірюванні q -го значення огинаючої:

$$\delta N_q = \frac{\sqrt{\langle (\Delta N_q)^2 \rangle}}{N_q} = \frac{\sigma_\xi}{V_q} \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\tau_\xi}{T}} = 2.22 \frac{\sigma_\xi}{V_q} \sqrt{\frac{\tau_\xi}{T}}. \quad (4.80)$$

Зі співвідношення (4.80) витікає, що відносне значення похибки, внесеної завадами, при вимірюванні q -го значення амплітуди обгинаючої, буде зменшуватися зі збільшенням широкосмугової завади, тобто при виконанні умови $\tau_\xi \ll T$.

При аналізі похибки, внесеної завадами, при використанні методу перетворення напруги (фази, потужності) в частоту при вимірюванні електричних параметрів повною мірою застосовуються оцінки, що характеризують алгоритм усереднення. Тобто він має яскраво виражені фільтруючі властивості щодо завад, що означає, що метод є завадозахищеним.

4.3.5 Дослідження впливу гармонійних завад на похибку перетворення частоти електричних сигналів

Похибка з частотним перетворенням при наявності гармонійної завади визначається двома факторами: дискретизацією вхідної напруги $u_{вх}$ при його перетворенні в частоту й помилками, обумовленими інтегруванням частоти імпульсів лічильником. Розглянемо спочатку похибку, обумовлену дискретизацією $u_{вх}$, при наявності гармонічної завади [123].

При наявності гармонічної завади вхідна напруга дорівнює

$$u_{вх}(t) = U_x + U_\Pi \sin(\omega_\Pi t + \varphi_\Pi). \quad (4.81)$$

У результаті інтегрування цього сигналу на проміжку часу від $t_{к-1}$ до t_k середнє значення приймає значення

$$\begin{aligned} \bar{U} &= \frac{1}{t_k - t_{k-1}} \int_{t_{k-1}}^{t_k} [U_X + U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})] dt = \\ &= U_X + U_{\Pi} \sin\left(\omega_{\Pi} \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_{\Pi}\right) \frac{\sin \omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}. \end{aligned} \quad (4.82)$$

Другий доданок у (4.82) дорівнює середньому значенню гармонічної завади на інтервалі від t_{k-1} до t_k . Для перетворювача напруги в частоту з імпульсним зворотнім зв'язком цей інтервал часу визначається з умови

$$\int_{t_{k-1}}^{t_k} [U_X + U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})] dt = q, \quad (4.83)$$

де q – одиниця квантування інтегрального значення (рівень спрацьовування пристрою порівняння).

Виконуючи інтегрування виразу (4.83), одержуємо

$$\bar{f} = \frac{1}{t_k - t_{k-1}} = \frac{U_X}{q} + \frac{U_{\Pi}}{q} \sin\left(\omega_{\Pi} \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_{\Pi}\right) \frac{\sin \omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}.$$

Права частина цього виразу, що визначає вихідну частоту перетворювача, може бути представлена у вигляді суми двох доданків.

Частоти f_X , що залежить від значення вимірюваної постійної напруги U_X і деякого збільшення Δ_f , пропорційного середньому значенню періодичної складової на інтервалі від t_k до t_{k-1} :

$$\bar{f} = f_X + \Delta f = f_X + f_M \sin\left(\omega_{\Pi} \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_{\Pi}\right) \frac{\sin \omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}},$$

де $f_M = U_{\Pi}/q$ – частота вихідних імпульсів перетворювача, що відповідає амплітуді U_{Π} гармонічної завади [124].

Якщо одиниця квантування достатньо мала (тобто частота перетворення порівняно висока), то

$$\lim_{t_k - t_{k-1} \rightarrow 0} \frac{\sin \omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}} = 1,$$

і миттєва частота на виході перетворювача може бути записана у вигляді

$$f(t_k) = f_X + f_M \sin(\omega_{\Pi} t_k + \varphi_{\Pi}). \quad (4.84)$$

При порівнянні виразів (4.81) і (4.84) витікає, що при малій і постійній одиниці квантування здійснюється лінійне перетворення вимірюваної напруги в пропорційне значення частоти вихідних імпульсів.

Зміна частоти вихідних імпульсів при наявності на вході перетворювача гармонічної завади означає, що у вихідній імпульсній послідовності відбувається часовий зсув імпульсів щодо тактових точок, обумовлених постійною складовою вхідного сигналу U_X , тобто спостерігається модуляція імпульсної послідовності [124].

Різниця між середнім значенням частоти \bar{f} на інтервалі $[t_k, t_{k-1}]$ і миттєвим значенням частоти $f(t_k)$ є похибкою перетворення сигналу $u_{\text{вх}}(t)$ у сигнал $f(t)$:

$$\Delta_{\Pi} = f(t_k) - \bar{f}.$$

Проведемо дослідження впливу випадкових завад на похибку вимірювання напруги з частотним перетворенням.

З частотно-імпульсним перетворенням випадкові завади, накладені на вимірювану напругу, приводять до флуктуації часу інтегрування й, отже, до появи додаткової похибки. Для простоти вважатимемо, що частота вихідних імпульсів перетворювача визначається тільки часом інтегрування, яке можна знайти з умови

$$\int_0^{t_0} u_{\text{вх}}(t) dt = q,$$

де q – рівень спрацьовування пристрою порівняння [124].

При постійній вхідній напрузі $u_{\text{вх}}(t) = U_X$ час інтегрування $t_0 = q/U_X$, а частота вихідних імпульсів перетворювача $f = \frac{1}{t_0} = U_X/q$. Якщо на постійну вимірювану напругу U_X накладений випадковий шум $u_{\Pi}(t)$, що має середнє значення, рівне нулю, і кореляційну функцію $R_{\Pi}(\tau) = \sigma_{\Pi}^2 p_{\Pi}(\tau)$, то спрацьовування граничного пристрою відбудеться в момент часу t_1 обумовлений з умови

$$U_X t_1 + \eta(t_1) = q, \quad (4.85)$$

$$\text{де } \eta(t_1) = \int_0^{t_0} u_{\Pi}(t) dt.$$

Розкладаючи функцію $\eta(t_1) = \eta(t_0 - \Delta t)$ у точці t_0 у ряд Тейлора й обмежуючись двома членами розкладання, з рівняння (4.85) одержимо

$$U_X(t_0 - \Delta t) + \eta(t_0) - \Delta t \eta'(t_0) = q.$$

Флуктуацію часу інтегрування знайдемо після підстановки значення $q = t_0 U_X$:

$$\Delta t = \frac{\eta(t_0)}{U_X + \eta'(t_0)} = \frac{\eta(t_0)}{U_X} (1 + a)^{-1},$$

де $a = u_{\Pi}(t_0)/U_X$ – відношення напруги завади при $t = t_0$ до напруги сигналу.

Розкладаючи $(1 + a)^{-1}$ у ряд Тейлора, одержимо

$$\Delta t \approx \frac{\eta(t_0)}{U_X} \sum_{\kappa=0}^{\infty} \left(-\frac{u(t_0)}{U_X}\right)^{\kappa} = \frac{\eta(t_0)}{U_X} \sum_{\kappa=0}^{\infty} (-a)^{\kappa}. \quad (4.86)$$

З формули (4.86) випливає, що флуктуації тривалості інтервалу інтегрування залежать від значення вимірюваного сигналу U_X , завади $u_{\Pi}(t_0)$ й інтеграла від завади $\eta(t_0)$. Відносна похибка перетворення, обумовлена впливом завади, дорівнює

$$\delta_t = \frac{\Delta t}{t_0} \approx \frac{\eta(t_0)}{q} \sum_{\kappa=0}^{\infty} (-a)^{\kappa}.$$

Математичне сподівання похибки δ_t визначається виразом

$$M(\delta_t) = \frac{1}{q} \left[M(\eta_0) - \frac{M(\eta_0 u_{\Pi 0})}{U_X} + \frac{M(\eta_0 u_{\Pi 0}^2)}{U_X^2} - \dots \right], \quad (4.87)$$

де $\eta_0 = \eta(t_0)$; $U_{\Pi 0} = U_{\Pi}(t_0)$.

Середній квадрат похибки перетворення

$$M(\delta_t^2) \approx \frac{1}{q^2} \left[M(\eta_0^2) + \frac{2M(\eta_0^2 u_{\Pi 0})}{U_X} + \frac{3M(\eta_0^2 u_{\Pi 0}^2)}{U_X^2} - \frac{4M(\eta_0^2 u_{\Pi 0}^3)}{U_X^3} + \frac{5M(\eta_0^2 u_{\Pi 0}^4)}{U_X^4} - \dots \right]. \quad (4.88)$$

Якщо завада $u_{\Pi}(t)$ має нормальний закон розподілу й нульове середнє значення, то інтеграл від завади $\eta(t)$ також має нормальний закон розподілу, нульове середнє значення $M(\eta_0) = 0$ і дисперсію

$$\sigma_{\eta}^2 = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_{\Pi}(x-y) dx dy = 2 \int_0^{t_0} (t_0 - x) R_{\Pi}(x) dx,$$

де $R_{\Pi}(x)$ – автокореляційна функція завади $u_{\Pi}(t)$.

Двовимірні моменти $M(\eta^{\nu} u_{\Pi}^{\mu})$, що входять до виразів (4.87) і (4.88), можна визначити за формулою

$$M(\eta^{\nu} u_{\Pi}^{\mu}) = \sigma_{\eta}^{\nu} \sigma_{\Pi}^{\mu} \sum_{\kappa=0}^{\infty} N_{\nu\kappa} N_{\mu\kappa} \frac{p_{\eta\Pi}^{\kappa}}{\kappa!}, \quad (4.89)$$

де $N_{i\kappa} = \int_{-\infty}^{\infty} x^i F^{(\kappa+1)}(x) dx$; $p_{\eta\Pi} = \frac{1}{\sigma_{\eta} \sigma_{\Pi}} \int_0^{t_0} R_{\Pi}(x) dx$ – коефіцієнт кореляції

випадкових величин η і u_{Π} ; $F^{(\kappa+1)}(x)$ – $(\kappa+1)$ – похідна інтеграла ймовірності

$$F(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx. \quad (4.90)$$

За допомогою формули (4.89) одержуємо значення двовимірних моментів

$$\begin{aligned}
 M(\eta u_{\Pi}^2) &= M(\eta^2 u_{\Pi}) = M(\eta^2 u_{\Pi}^3) = 0; \\
 M(\eta u_{\Pi}) &= \sigma_{\eta} \sigma_{\Pi} p_{\eta\Pi}; \\
 M(\eta^2 u_{\Pi}^2) &= \sigma_{\eta}^2 \sigma_{\Pi}^2 (1 + 2p_{\eta\Pi}^2); \\
 M(\eta^2 u_{\Pi}^4) &= \sigma_{\eta}^2 \sigma_{\Pi}^4 (3 + 12p_{\eta\Pi}^2).
 \end{aligned}
 \tag{4.91}$$

Підставляючи значення двовимірних моментів у формули (4.87) і (4.88), знаходимо значення похибки:

$$M(\delta_t) \approx \frac{M(\eta_0 u_{\Pi 0})}{q U_X}; \tag{4.92}$$

$$M(\delta_t^2) \approx \frac{1}{q^2} \left(\sigma_{\eta}^2 + \frac{3M(\eta_0^2 u_{\Pi 0}^2)}{U_X^2} \right). \tag{4.93}$$

З формул (4.92) і (4.93) випливає, що наявність завади на вході з частотно-імпульсним перетворювачем викликає появу відмінного від нуля середнього значення відносної похибки δ_t , значення якого визначається в основному кореляційним моментом випадкових величин η_0 і $u_{\Pi 0}$. При великому часі інтегрування, що значно перевищує час кореляції завади на вході ($t_0 \gg t_k$), для знаходження кореляційного моменту $M(\eta u_{\Pi})$ можна користуватися наближеним виразом:

$$M(\eta u_{\Pi}) \approx \int_0^{t_0} R_{\Pi}(x) dx \approx \int_0^{\infty} R_{\Pi}(x) dx = \frac{1}{2} S_{\Pi}(0),$$

де $S_{\Pi}(0)$ – значення спектральної щільності $S_{\Pi}(\omega)$ завади $u_{\Pi}(t)$ при $\omega = 0$.

Отже, для завад $u_{\Pi}(t)$, що мають спектральну щільність потужності на початку координат $S_{\Pi}(0) = 0$, при значному часі інтегрування t_0 кореляційний момент $M(\eta u_{\Pi}) = 0$ і тому $M(\delta_t) = 0$.

Середній квадрат похибки після підстановки значення математичного очікування $M(\eta^2 u_{\Pi}^2)$ приводиться до вигляду

$$M(\delta_t^2) = \left(\frac{\sigma_n}{t_0 U_x}\right)^2 \left[1 + \frac{3\sigma_n^2(1 + 2\rho_{\eta\Pi}^2)}{U_x^2}\right]. \quad (4.94)$$

При оцінці середнього квадрата похибки вважаємо $\rho_{\eta\Pi} \leq 1$, тоді при $\rho_{\eta\Pi} = 1$ одержимо

$$M(\delta_t^2) \leq \left(\frac{\sigma_n}{t_0 U_x}\right)^2 \left(1 + \frac{9\sigma_n^2}{U_x^2}\right). \quad (4.95)$$

При $a \ll 1$ відносна похибка

$$\sigma_t = \frac{\Delta t}{t_0} \approx \frac{\eta(t_0)}{U_x t_0} = \frac{1}{U_x t_0} \int_0^{t_0} u_{\Pi}(t) dt,$$

отже середньоквадратичну похибку можна представити у вигляді

$$M(\sigma_t)^2 = [M(\sigma_t)]^2 + D(\sigma_t) = [M(\sigma_t)]^2 + \frac{2}{U_x t_0} \int_0^{t_0} (t_0 - t) R_{\Pi}(t) dt.$$

Якщо $\partial D(\delta_t)/\partial t_0 < 0$ при $t_0 > 0$, то $D(\delta_t)$ монотонно убиває зі збільшенням часу t_0 . Звідси витікає, що якщо кореляційна функція $R_{\Pi}(t)$

завади задовольняє умові

$$\int_0^{t_0} \left(1 - \frac{2t}{t_0}\right) R_n(t) dt > 0 \quad \text{при} \quad t_0 > 0,$$

то величина $\left[\sigma_n / (t_0 U_X)\right]^2$ монотонно убиває з ростом t_0 .

Якщо інтегруючий пристрій є неідеальним і має імпульсну перехідну функцію вигляду $g(t) = \alpha e^{-\beta t}$, то, крім похибки, обумовленої впливом завади, з'являється додаткова систематична похибка, обумовлена нелінійністю інтегратора. Якщо бракує завади, то тривалість t_1 часового інтервалу між імпульсами на виході перетворювача визначається з рівняння

$$\int_0^{t_1} U_X g(t_1 - t) dt = U_X \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\beta t_1}) = q.$$

При цьому систематична похибка, обумовлена нелінійністю інтегратора,

$$\Delta t_H = t_1 - t_0 = \frac{1}{\beta} \ln \left(1 - \frac{q\beta}{\alpha U_X}\right)^{-1} - \frac{q}{\alpha U_X}, \quad (4.96)$$

де $t_0 = \frac{q}{\alpha U_X}$ – тривалість часового інтервалу між імпульсами для ідеального інтегратора.

Для лінеаризації характеристик перетворювача параметри вхідних у нього елементів вибирають таким чином, щоб задовольнялася умова $\frac{q\beta}{\alpha U_X} \ll 1$, тоді систематична похибка (4.96) після розкладання в ряд

Тейлора може бути визначена за формулою

$$\Delta t_n \approx \frac{1}{2} \beta t_0^2. \quad (4.97)$$

При наявності завади на вході перетворювача з'являється випадкова похибка, яку можна визначити з рівняння

$$U_x \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\beta t_2}) + \eta(t_2) = q, \quad (4.98)$$

де $t_2 = t_1 - \Delta t_n$ – інтервал між імпульсами на виході перетворювача при наявності на його вході випадкової завади $u_n(t)$:

$$\eta(t_2) = \alpha e^{-\beta t_2} \int_0^{t_2} e^{\beta t} u_n(t) dt. \quad (4.99)$$

Розкладаючи вираз (4.98) у ряд Тейлора в околиці точки $t_1 = t_2 + \Delta t_n$, обмежуючись двома членами ряду з урахуванням нерівності $\beta \Delta t_n < \beta t_1 \ll 1$ і використовуючи (4.91), одержимо наближений вираз для випадкової похибки

$$\Delta t_n \approx \frac{\eta(t_1)}{\alpha U_x - \beta q} \left[1 - \frac{\eta'(t_1)}{\alpha U_x - \beta q} \left(\frac{\eta'(t_1)}{\alpha U_x - \beta q} \right)^2 \right], \quad (4.100)$$

де $\eta'(t_1) = \alpha u_n(t_1) + \beta \eta(t_1)$.

Якщо завада $u_n(t)$ має нормальний закон розподілу й середнє значення, рівне нулю, то й інтегральне значення завади $\eta(t_1)$ також має нормальний розподіл, середнє значення $M[\eta(t_1)] = 0$ і дисперсію

$$\sigma_{\eta}^2 = \alpha^2 e^{-2\beta t_1} \int_0^{t_1} \int_0^{t_1} e^{\beta(x+y)} R_{\Pi}(x-y) dx dy.$$

Тоді величина $\eta'(t_1)$ теж має нормальний розподіл, середнє значення $M[\eta'(t_1)] = 0$ і дисперсію

$$\sigma_{\eta}^2 = \alpha^2 \sigma_n^2 + \beta^2 \sigma_{\eta}^2 - 2\alpha\beta M(\eta u_n),$$

де $M(\eta u_n) = \alpha e^{-\beta t_1} \int_0^{t_1} e^{\beta x} R_n(x) dx$ – кореляційний момент величин η і $u_{\Pi}(t)$.

Загальна похибка перетворення дорівнює сумі систематичної й випадкової похибки: $\Delta t = \Delta t_H + \Delta t_n$, а відносна похибка $\delta = \Delta t / t_0$. Середнє значення відносної похибки

$$M(\delta) = \frac{\Delta t_H}{t_0} + \frac{M(\Delta t_n)}{t_0}, \quad (4.101)$$

де $M(\Delta t_n) \approx \frac{M(\eta\eta')}{(\alpha U_x - \beta q)^2}$ – математичне сподівання випадкової похибки перетворення, обчислене за формулою (4.100);

$M(\eta\eta') = \sigma_{\eta} \sigma_{\eta'} p_{\eta\eta'} = M\{[\alpha u_n(t_1) - \beta \eta(t_1)] \eta(t_1)\} = \alpha M(u_n \eta) - \beta \sigma_{\eta}^2$ – взаємкореляційна функція процесів η і η' .

Середній квадрат відносної похибки перетворення

$$M(\delta^2) = \left(\frac{\Delta t_H}{t_0} \right)^2 + 2 \frac{\Delta t_H}{t_0^2} M(\Delta t_n) + \frac{M(\Delta t_n^2)}{t_0^2}. \quad (4.102)$$

Формули (4.97), (4.101) і (4.102) дозволяють одержати вираз для $M(\delta^2)$:

$$M\delta^2 = \left(\frac{\beta t_0}{2}\right)^2 + \frac{\beta M(\eta\eta')}{[\alpha U_x(1-\beta t_0)]^2} + \frac{1}{[\alpha U_x t_0(1-\beta t_0)]^2} \left[\sigma_\eta^2 + \frac{3\sigma_\eta^2 \sigma_{\eta'}^2 (1+2p_{\eta\eta}')}{[\alpha U_x(1-\beta t_0)]^2} \right]. \quad (4.103)$$

Якщо час інтегрування збільшувати, то систематична похибка δ_H зростає, а випадкова похибка δ_n зменшується. При малому значенні часу інтегрування ($t_0 \rightarrow 0$) з виразу (4.103) можна одержати

$$\lim_{t_0 \rightarrow 0} M(\delta^2) \approx \left(\frac{\sigma_n}{U_x}\right)^2 + 3\left(\frac{\sigma_n}{U_x}\right)^4. \quad (4.104)$$

Таким чином, при наявності на вході з частотним перетворенням випадкової завади час інтегрування варто вибирати з умови одержання мінімуму повної відносної похибки перетворення $\frac{\partial M(\delta^2)}{\partial t_0} = 0$.

4.4 Метод визначення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації

Завдання визначення параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації є складним. Ця складність пояснюється комплексністю функціонування РЕС, значною кількістю елементів (РЕЕ) та інформаційних потоків, тривалим життєвим циклом системи, багаторівневим характером її функцій і значною кількістю показників її ефективності. Завдання визначення параметрів контролю є багатокритеріальним, причому критерії іноді

суперечать один одному [108].

Загалом завдання визначення параметрів контролю та діагностування полягає у виборі такої номенклатури параметрів, яка б задовольняла потрібним критеріям ефективності використання РЕС при експлуатації ЗВТ. При розв'язанні завдання вибору критерію ефективності обґрунтування параметрів контролю та діагностування слід враховувати [6]:

– критерій повинен відображати основне призначення завдання (номенклатура параметрів контролю та діагностування повинна з потрібною достовірністю відповідати на питання справності РЕС);

– критерій повинен бути критичним до зміни параметрів контролю та діагностування (вихід на встановлені границі одного з параметрів є причиною зниження достовірності визначення технічного стану РЕС нижче встановленого рівня);

– критерій повинен бути наочним і простим для розрахунку.

Задачу обґрунтування параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ пропонується сформулювати так: визначити таку номенклатуру параметрів контролю та діагностування m на множині M для забезпечення виконання цільової функції D (достовірність контролю технічного стану РЕС ЗВТ):

$$\begin{aligned} D_1 &= f_1(x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, \tau) \rightarrow \max(\min); \\ D_2 &= f_2(x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, S) \rightarrow \max(\min); \\ D_k &= f_k(x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, F) \rightarrow \max(\min), \end{aligned} \quad (4.105)$$

де x_j – параметри контролю та діагностування РЕС ЗВТ, $j = \overline{1, m}$;

f_k – функції залежності достовірності контролю від параметрів контролю та діагностування та цільової функції (наприклад, часу τ або вартості S контролю та діагностування РЕС ЗВТ, $k = \overline{1, s}$).

Як правило, є значна кількість параметрів M , за зміною яких можливо визначити технічний стан РЕС ЗВТ, і складність отримання залежності кожної

з цільових функцій $F_k(k=1, s)$ від параметрів контролю m . Тому при розв'язанні задачі обґрунтування параметрів контролю та діагностування пропонується комплексний критерій контролю та діагностування: «достовірність – вартість – час» ($D - C - \tau$). Якщо за головний прийняти достовірність контролю D , то $D \rightarrow \max$ при $C \leq \bar{C}$, $\tau \leq \bar{\tau}$; якщо вартість контролю, то $C \rightarrow \min$ при $D \geq \bar{D}$, $\tau \leq \bar{\tau}$; якщо час, то $\tau \rightarrow \min$ при $D \geq \bar{D}$, $C \leq \bar{C}$. Поняття «вартості операції» аналітично наведено у вигляді [8]:

$$\bar{C}_{OP} = \int_{\tau_0}^{\tau_k} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m C_{ij}(\tau) n_{ij}(\tau) d\tau, \quad (4.106)$$

де $C_{ij}(\tau)$ – витрати на одиницю засобів контролю та діагностування i -го виду, що беруть участь в j -ій операції контролю параметру за одиницю часу;

n_{ij} – кількість засобів i -го виду, необхідних для виконання j -ої операції контролю параметру за одиницю часу;

i – індекс елемента системи, який бере участь в операції контролю технічного стану РЕС.

Також відзначимо, що при розв'язанні задач (4.105) і (4.106) необхідно враховувати результати реалізації:

– методу представлення РЕС ЗВТ від параметрів контролю та діагностування;

– методу синтезу вимірювальних сигналів для контролю технічного стану РЕС ЗВТ;

– теоретичні результати дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану РЕС ЗВТ.

Отже, запропонований метод визначення параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ складається з таких операцій:

– визначити оптимальне значення МКІ Т зразка РЕС ЗВТ як розв’язок рівняння (3.12). Скоригувати, у разі потреби, отримане оптимальне значення МКІ Т зразка РЕС ЗВТ за критерієм максимуму коефіцієнта ефективності (3.16) використання зразка;

– для модернізованих зразків РЕС ЗВТ з метою збільшення їх ефективності визначити кількість циклів контрольних перевірок впродовж прийнятого оптимального МКІ Т розраховується за формулою (3.31);

– провести дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем залежно від характеристик форми вимірювальних сигналів за формулами (4.34), (4.40), (4.64), (4.70) – (4.72), (4.80), (4.104). Необхідно розрахувати такі характеристики електричних сигналів енергопостачання зразків РЕС ЗВТ, які забезпечать потрібний рівень достовірності контролю та діагностування їх технічного стану;

– обґрунтувати оптимальну номенклатуру параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ шляхом розв’язання системи рівнянь (4.105) і, у разі потреби, врахування показника вартості проведення операцій визначення технічного стану, рівняння (4.106).

Таким чином, у розділі запропоновано удосконалений метод визначення параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на етапі експлуатації для забезпечення потрібного рівня достовірності контролю та діагностування технічного стану РЕС.

Висновки по розділу 4

1. Проведений аналіз показав, що сучасні методи і засоби контролю й діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту не дозволяють своєчасно з високою достовірністю виявити їх можливі відмови.

Наведено класифікацію типових елементів заміни радіоелектронних систем. Доведено залежність ступеня гібридності радіоелектронних систем засобів водного транспорту від їх складових типових елементів заміни і запропоновано вираз для визначення цього ступеня.

Розглянуто основні методи контролю і діагностування типових елементів заміни радіоелектронних систем. Обґрунтовано перспективи використання методу контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту за елементами.

2. Для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту розроблений метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції. Запропонований метод є основою для підвищення рівня надійності вимірювальної апаратури і дозволяє своєчасно виявляти можливі відмови в радіоелектронних системах засобів водного транспорту. Даний підхід загалом підвищує ефективність експлуатації радіоелектронних систем і сприяє зниженню чисельних ризиків через можливі аварії (поломки, катастрофи) при виконанні засобами водного транспорту рейсів за встановленими маршрутами.

3. Доведено, що технічний стан радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежить від якості електроенергії, призначеної для їх живлення. Досліджено вплив похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту.

4. При аналізі похибки, яка вноситься завадами, при застосуванні методу перетворення напруги (фази, потужності) в частоту при вимірюванні електричних параметрів повною мірою застосовані оцінки, які характеризують алгоритм усереднення, тобто має фільтруючі властивості відносно завад. Тобто, такий метод є завадозахищеним.

5. Представлено метод вимірювання фазового зсуву із проміжним перетворенням напруга-частота, який має певні переваги. Дозволяє виключити залежність результату вимірювання від частоти сигналів, що в

остаточному підсумку призводить до розширення частотного діапазону й підвищення точності, тому що усувається вплив нестабільності частоти вимірюваних сигналів. Результат вимірювання не залежить також від амплітуди сигналів. Має малий час вимірювання, не більше одного-двох періодів сигналів.

6. Розроблено метод вимірювання потужності із проміжним перетворенням напруга-частота. Сутність методу складається в перетворенні напруги, пропорційної миттєвій потужності, у частоту проходження імпульсів, що потім інтегрується за певний часовий інтервал, що залежить від виду вимірюваної величини.

7. Удосконалено метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту, який на відміну від наявних, враховує зміну (дрейф) значень таких параметрів між попередніми оцінками технічного стану та дозволяє виявити оптимальну номенклатуру таких параметрів залежно від достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем на етапі експлуатації засобів водного транспорту.

8. Вперше розроблено метод дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем, який дозволяє синтезувати процедури контролю та діагностування.

Основні результати розділу опубліковані у роботах: [25], [33], [123]-[126].

РОЗДІЛ 5
КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИКОРИСТАННЯ
ЗАПРОПОНОВАНИХ МЕТОДІВ.
РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ І
РЕЗУЛЬТАТИ ОЦІНЮВАННЯ ЇХ ЕФЕКТИВНОСТІ

У розділі розроблено імітаційну модель дискретизації вимірювальних сигналів для мінімуму похибки відновлення інформації про результати контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем. Проведено оцінювання ефективності застосування запропонованих у дослідженні методів. Наведено рекомендації щодо обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

5.1 Імітаційна модель дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації

Розробимо імітаційну модель дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації для обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем ЗВТ на етапі експлуатації.

Завдання про оптимальний вибір інтервалу або частоти дискретизації при проведенні аналого-цифрової обробки сигналів (АЦОС) є значущим у вимірювальній техніці і залишається актуальним при відновленні сигналів в інформаційно-вимірювальних системах [135].

У класичній постановці завдання про вибір частоти дискретизації аналогового сигналу добре відоме і вирішується теоремою Шеннона-Котельникова [84], [113]. Однак у вимірювальній практиці безпосереднє застосування теореми Шеннона-Котельникова та сучасних методів оптимізації частоти дискретизації аналогових сигналів з мінімуму похибки

відновлення має певні обмеження [86], [131]. Тому необхідно по-іншому підходити до постановки задачі оптимізації інтервалу (частоти) дискретизації, що розглядається в цій роботі. Для цього розглянемо узагальнену структурну схему вимірювального каналу (рис. 5.1).

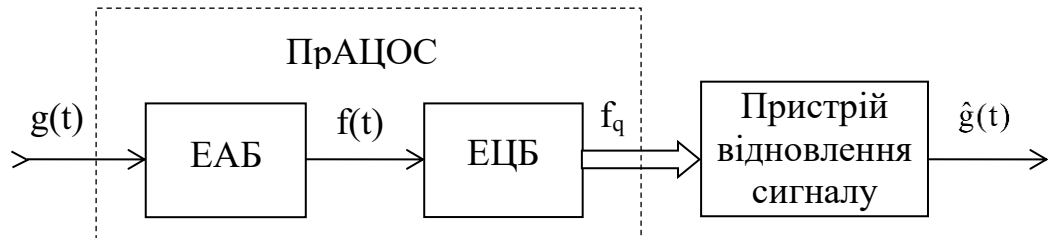


Рисунок 5.1 – Структурна схема вимірювального каналу
Джерело: розроблено автором на основі [86], [131]

У цій схемі в частині вимірювального каналу (або пристрої АЦОС – ПрАЦОС) здійснюється аналого-цифрова обробка вхідного сигналу $g(t)$, включаючи аналого-цифрове перетворення. Пристрій АЦОС (ПрАЦОС) складають послідовно з'єднані еквівалентні аналоговий (ЕАБ) і цифровий блоки (ЕЦБ). «Еквівалентний» означає, що зазначені блоки виділені не за конструктивною чи функціональною ознакою, а за видом операцій (аналогові чи цифрові), що виконуються над вхідним сигналом $g(t)$ в ПрАЦОС. Тому до складу ЕАБ входять окремі аналогові функціональні блоки й аналогова частина аналого-цифрового перетворювача (АЦП). ЕЦБ обов'язково виконує операції дискретизації та квантування вихідного сигналу ЕАБ $f(t)$, зазвичай з постійним строго заданим інтервалом дискретизації Δt , але може виконуватися і цифрова обробка сигналу. Коди дискретних значень сигналу f_q із виходу ЕЦБ надходять у пристрій відновлення сигналу, де вони перетворюються на аналоговий сигнал $\hat{g}(t)$, який є зображенням вхідного сигналу з певною похибкою відновлення.

При частоті, що прагне до нескінченності, реалізовані в ЕАБ частотні характеристики зменшуються, наближаючись до нуля. Однак, при частотах,

більших за частоти зрізу, частотна характеристика, яка строго дорівнює нулю, згідно з критерієм Пелі-Вінера, є нереалізованою [85], [87], що робить неможливим за будь-якої кінцевої частоти дискретизації точне відновлення сигналу. Це твердження базується на теоремі Шеннона-Котельникова, згідно з якою високочастотні складові вихідного сигналу відновити неможливо.

Відомі традиційні методи відновлення аналогового сигналу за дискретними точками полягають у послідовному вирішенні двох завдань: відновлення вихідного сигналу $f(t)$ ЕАБ за дискретним сигналом f_q на виході ЕЦБ і відновлення вхідного сигналу $g(t)$ ЕАБ за характеристиками його вихідного сигналу $f(t)$ [33]. Однак, такий підхід викликає методичну похибку, обумовлену, по-перше, інтерполяцією під час розв'язання першої задачі і, по-друге, регуляризацією рівняння при розв'язанні другої задачі. Це пов'язано з тим, що при розв'язанні другої задачі вихідним є рівняння

$$\int_{-\infty}^t h(t - \tau) g(\tau) d\tau = f(t), \quad (5.1)$$

де $h(t - \tau)$ – імпульсна перехідна характеристика ЕАБ.

Границі інтегрування (5.1) визначаються областю існування вхідного сигналу $g(\tau)$ і часу τ .

Рівняння має нестійке рішення і для знаходження його наближеного стійкого рішення застосовуються методи розв'язання некоректних завдань, зокрема рівняння Фредгольма першого роду, яке засновано на заміні точного оператора h наближеним (регуляризованим) оператором \hat{h} [85].

У запропонованому методі визначення оптимальної частоти дискретизації виключені обидві складові методичної похибки відновлення завдяки використанню при розв'язанні задачі відновлення замість рівняння (5.1) рівняння, що зв'язує вхідний сигнал $g(\tau)$ ЕАБ із вихідним дискретним

сигналом ЕЦБ:

$$\int_{-\infty}^{t_q} h(t_q - \tau) g(\tau) d\tau = f_q, \quad (5.2)$$

де $f_q \equiv f(t_q)$ – дискретні значення вихідного сигналу $f(t)$ ЕАБ, які отримуються за допомогою АЦП;

t_q – моменти дискретизації сигналу $f(t)$.

Рівняння (5.2) позбавлене властивих рівнянню (5.1) нестійкості. Тому для його розв'язання не потрібні ні інтерполяція, ні регуляризація, отже, немає складових методичної похибки, зумовлених зазначеними операціями. Крім того рівняння (5.2) забезпечує спільне врахування властивостей завади у вихідному сигналі f_q ЕЦБ і частотних властивостей перетворюючого оператора, що дозволяє мінімізувати похибку відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$ ЕАБ та визначити оптимальну частоту дискретизації [31].

Як буде показано нижче, рівняння (5.2), на відміну від (5.1), має стійке рішення навіть за точного завдання h , а не наближеного (регуляризованого) оператора \hat{h} . Навіть більше, похибка відновлення вихідного сигналу виявляється однозначно пов'язаною із частотою дискретизації вхідного сигналу ЕАБ $f(t)$, оскільки з її збільшенням (або із зменшенням інтервалу дискретизації Δt) рівняння (5.2) наближається до (5.1). При цьому зменшується стійкість щодо завад у сигналі $f(t)$, отже, зростає похибка відновлення сигналу $g(\tau)$. Інакше кажучи, частота (або інтервал) дискретизації сигналу фактично є параметром регуляризації, значення якого безпосередньо визначає складову похибки відновлення, зумовлену завадами дискретизованого сигналу f_q . Назвемо її заводою складовою похибки відновлення.

Друга складова похибки відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$, також пов'язана з частотою його дискретизації, не залежить від завади. Вона

викликається тим, що зі збільшенням інтервалу дискретизації Δt сигналу $f(t)$ зменшується кількість ступенів свободи в дискретному сигналі f_q , а це при відновленні сигналу $g(\tau)$ призводить до втрати інформації про дрібні деталі. Ця складова похибки залежить від похибки дискретизації сигналу $g(\tau)$. У відомих методах апроксимації (ступінчастої, лінійної та ін.) аналогового сигналу за його дискретними відліками вигляд апроксимуючої функції може бути різним і задається апріорно [103], [110]. У запропонованому методі апроксимуюча функція, як буде показано нижче, має специфічний зв'язок з імпульсною характеристикою ЕАБ. Зокрема, зменшення складової розглянутої похибки можливе лише при наявності додаткової, апріорної інформації про сигнал $g(\tau)$. Таким чином, друга складова похибки відновлення повністю визначається видом вхідного сигналу $g(\tau)$, частотою дискретизації та імпульсною характеристикою ЕАБ (похибкою апроксимації).

Розробимо метод дискретизації сигналів мінімуму похибки відновлення інформації визначення оптимальної частоти дискретизації, який дозволяє виключити складові методичної похибки відновлення інформації.

При синтезі ПраЦОС враховується вплив частоти дискретизації сигналу $f(t)$ на похибку апроксимації та на завадову складову похибки відновлення сигналу $g(\tau)$. Причому з підвищенням частоти дискретизації похибка апроксимації зменшується, а завадова складова похибки, навпаки, – збільшується. Тому при відомих передатній функції ЕАБ та статистичних характеристиках завади у вихідному сигналі f_q АЦП для кожного класу вхідних сигналів можна знайти оптимальну частоту дискретизації, використовуючи різні критерії: мінімуму сумарної похибки відновлення, що містить обидві зазначені складові похибки; мінімуму однієї складової похибки відновлення при заданому рівні іншої складової похибки; максимуму інформації в сигналі $g(\tau)$, яку можна отримати за дискретним сигналом f_q .

Як відомо, завищення або заниження оптимальної частоти дискретизації

однозначно збільшує похибку відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$. Тому сутність запропонованого методу полягає у визначенні оптимальної частоти дискретизації шляхом отримання оцінок обох складових похибки відновлення незалежно від застосовуваного критерію. І тому слід отримати рішення рівняння (5.2), тобто за відомим дискретним сигналом f_q знайти вхідний сигнал $g(\tau)$. Рівняння (5.2) має множину рішень. Рішення, що має найменшу норму і не містить апріорної інформації про вхідний сигнал $g(\tau)$, назвемо апроксимуючим (скелетним) сигналом.

Навіть якщо відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$ за дискретним сигналом f_q не проводиться, апроксимуючий сигнал визначає в сигналі f_q інформацію про сигнал $g(\tau)$ залежно від частоти дискретизації i , отже, дає змогу обґрунтовано визначити її. Знайдемо регуляризоване рішення рівняння (5.2), що представляє апроксимуючий сигнал.

У рівнянні (5.2) позначимо $h(t_q - \tau) = h_q(\tau)$ і розглянемо систему функцій $\{h_q(\tau)\}$ як базис (загалом неортогональний) у просторі функцій. Тоді величини f_q , що видно з (5.2) можна розглядати як проєкції вхідного сигналу $g(\tau)$ на підпростір L , «натягнутий» на систему функцій

$$\{h_q(\tau)\}: (g, h_q) = f_q, \quad (5.3)$$

де $(g, h_q) = \int_{-\infty}^{t_q} h_q(\tau)g(\tau) d\tau$ – величина, яка представляє скалярний добуток сигналу $g(\tau)$ і функції $h_q(\tau)$.

Система функцій $\{h_q(\tau)\}$ не є у загальному випадку повною та утворює підпростір у просторі вхідних сигналів $g(\tau)$, який можна розбити на підпростір L та його ортогональне доповнення \bar{L} , так що сигнал $g(\tau)$ представимо у вигляді

$$\mathbf{g}(\tau) = \mathbf{g}_L(\tau) + \bar{\mathbf{g}}_L(\tau),$$

де функції $g_L(\tau)$ належать підпростору L , а функції $\bar{g}_L(\tau)$ – підпростору \bar{L} і ортогональній функції $g_L(\tau)$, тобто всім функціям $h_q(\tau)$:

$$(g_L, \bar{g}_L) = 0; (\bar{g}_L, h_q) = 0.$$

Рівняння (5.2) і (5.3) не дозволяють однозначно визначити функції $g(\tau)$. Додавання до функції $g_L(\tau)$ будь-якої функції $\bar{g}_L(\tau)$ із ортогонального доповнення \bar{L} не змінює рівняння, оскільки

$$(h_q, g_L + \bar{g}_L) = (h_q, g_L) = f_q.$$

Це аналогічно тому, коли у звичайному тривимірному просторі відомі, наприклад, дві проєкції вектора на осі в площині XY , а складова вектора вздовж осі Z залишається при цьому довільною.

Таким чином, рівняння (5.2) визначає лише складову вхідного сигналу $g_L(\tau)$, а складова сигналу $\bar{g}_L(\tau)$ не може бути знайдена із (5.2) або (5.3). Для її визначення (якщо це потрібно) необхідно залучення додаткової (апріорної) інформації, що не міститься в основному рівнянні (5.2), що може певною мірою реконструювати втрачену в процесі аналого-цифрового перетворення складову сигналу \bar{g}_L . Але це призведе до підвищення норми сигналу (його енергії чи потужності). Справді, з усіх можливих розв'язків рівнянь (5.2) або (5.3) розв'язок $g_L(\tau)$ має найменшу норму. Це впливає з того, що для квадрата норми $g(\tau)$, враховуючи ортогональність функцій, правильна рівність:

$$\|g(\tau)\|^2 = \|g_L + \bar{g}_L\|^2 = \|g_L\|^2 + \|\bar{g}_L\|^2.$$

Очевидно, що найменшу норму має сигнал $g(\tau) = g_L(\tau)$ при $\bar{g}_L(\tau) = 0$. У тому випадку, коли енергія сигналу $g_L(\tau)$ необмежена, наприклад, для періодичного сигналу, під нормою розуміється середня потужність сигналу $g_L(\tau)$. Отже, сигнал $g_L(\tau)$ не містить апріорної інформації про вхідний сигнал $g(\tau)$ і має мінімальну норму, а отже, за введеним вище визначенням, $g_L(\tau)$ є апроксимуючим (скелетним) сигналом. Вважаючи функції $h_q(\tau)$ лінійно незалежними, запишемо

$$g_L(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n h_n(\tau), \quad (5.4)$$

де g_n – коефіцієнти, що не рівні нулю одночасно.

Функція $g_L(\tau)$ апроксимує вхідний сигнал $g(\tau)$ і, як видно з (5.4), базисними функціями при цьому є імпульсні функції $h_n(\tau) = h(t_n - \tau)$. Отже, при синтезі апроксимуючого сигналу $g_L(\tau)$ базисні функції, на відміну від відомих методів апроксимації, задаються не апріорно, а безпосередньо пов'язані із властивостями АЦП, які характеризуються його імпульсною характеристикою.

Підставляючи (5.4) (5.3), отримаємо систему рівнянь для визначення коефіцієнтів g_n

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} k_{qn} g_n = f_q, \quad (5.5)$$

де матриця k_{qn} дорівнює

$$k_{qn} = \int_{-\infty}^{\infty} h_q(\tau) h_n(\tau) d\tau = (h_q, h_n). \quad (5.6)$$

Детермінант матриці $\text{Det}\|k_{qn}\|$ є визначник Грама системи функцій $h_q(\tau)$ і, якщо вони незалежні, немає нульових власних чисел. Тому розв'язок системи рівнянь (5.5) для величин g_n один [18, 19]. Отримаємо його для необмеженого інтервалу часу та рівномірної дискретизації із інтервалом Δt . Матриця k_{qn} , яка описується виразом (5.6), є нескінченної розмірності, яка залежить від різниці індексів:

$$k_{qn} = \int_{-\infty}^{\infty} h(q\Delta t - \tau)h(n\Delta t - \tau)d\tau, \text{ або}$$

$$k_{qn} = \int_{-\infty}^{\infty} h[(q - n)\Delta t + x]h(x)dx = k(q - n). \quad (5.7)$$

Тому розв'язання системи рівнянь (5.5), тобто, коефіцієнти g_q і, отже, апроксимуючий сигнал $g_L(\tau)$, згідно з (5.4), можуть бути знайдені в явній формі за допомогою перетворення Фур'є. Введемо Фур'є-образи дискретного сигналу f_q і системи коефіцієнтів g_q :

$$\begin{cases} F(\omega) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} f_q e^{-jq\omega\Delta t}; \\ G(\omega) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} g_q e^{-jq\omega\Delta t}. \end{cases} \quad (5.8)$$

Оскільки функції $F(\omega)$ і $G(\omega)$ періодичні з періодом $2\pi/\Delta t$, то значення частоти ω обмежені інтервалом $-\pi/\Delta t \leq \omega \leq \pi/\Delta t$.

Зворотні перетворення Фур'є для функцій $F(\omega)$ і $G(\omega)$ в (5.8) мають вигляд

$$\begin{cases} f_q = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} d\omega; \\ g_q = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} G(\omega) e^{jq\omega\Delta t} d\omega. \end{cases} \quad (5.9)$$

Після перетворення Фур'є для рівнянь (5.5), запишемо

$$G(\omega) = F(\omega)/\lambda(\omega).$$

де

$$\lambda(\omega) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} k(q) e^{-jq\omega\Delta t} = k(0) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} k(q) \cos q\omega\Delta t \quad (5.10)$$

– власні значення (спектр) оператора з матричними елементами $k_{qn} = k(q - n)$.

Підставляючи рівність для g_q із (5.9) в (5.4), знаходимо рішення рівнянь (5.5):

$$g_L(\tau) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{F(\omega) \psi(\omega, \tau)}{\lambda(\omega)} d\omega, \quad (5.11)$$

де

$$\psi(\omega, \tau) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} h(q\Delta t - \tau) e^{jq\omega\Delta t}. \quad (5.12)$$

Система функцій $\psi(\omega, \tau)$ утворює ортогональний (але не нормований) базис у просторі L . Дійсно, використовуючи вирази (5.7), (5.10) та рівність

$$\sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jq(\omega' - \omega)\Delta t} = \frac{2\pi}{\Delta t} \delta(\omega' - \omega) \text{ при } -\frac{\pi}{\Delta t} \leq \omega; \omega' \leq \frac{\pi}{\Delta t}, \quad (5.13)$$

отримаємо

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(\omega, \tau) \psi(\omega', \tau) d\tau = \frac{2\pi}{\Delta t} \lambda(\omega) \delta(\omega' - \omega) \text{ при } -\frac{\pi}{\Delta t} \leq \omega; \omega' \leq \frac{\pi}{\Delta t}, \quad (5.14)$$

де $\delta(\omega' - \omega)$ – дельта-функція.

Зв'яжемо функції $\psi(\omega, \tau)$ та власні значення $\lambda(\omega)$ із перетворенням Фур'є передавальної функції ЕАБ. Позначимо через $q = [\tau/\Delta t]$ цілу частину, а через $\gamma = \{\tau/\Delta t\}$ дрібну частину величини $\tau/\Delta t$, тоді $\tau = (q + \gamma)\Delta t$. Зсунувши початок відліку у виразі (5.12), знаходимо

$$\psi(\omega, \gamma) = e^{jq\omega\Delta t} H^*(\omega, \gamma), \quad (5.15)$$

де

$$H(\omega, \gamma) = \sum_{i=1}^{\infty} h[(i - \gamma)\Delta t] e^{-ji\omega\Delta t} \quad (5.16)$$

– перетворення Фур'є передатної функції або частотна характеристика ЕАБ;

* – знак комплексного сполучення.

Оскільки функція $\gamma = \{\tau/\Delta t\}$ періодична за τ з періодом Δt , то і функція $H(\omega, \gamma)$ періодична за τ з періодом Δt . Її зворотнє перетворення Фур'є

$$h[(i - \gamma)\Delta t] = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} H(\omega, \gamma) e^{ji\omega\Delta t} d\omega. \quad (5.17)$$

Виразимо власні значення $\lambda(\omega)$ через частотну характеристику $H(\omega, \gamma)$. Для цього скористаємося співвідношенням (5.7), замінивши в ньому x на $(-x)$ та розбивши інтервал інтегрування на ділянки Δt :

$$k(q) = \int_{-\infty}^{\infty} h(q\Delta t - x)h(-x)dx = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} h(q\Delta t - x)h(-x)dx.$$

У кожному інтегралі зробимо заміну змінних $x = (i + \gamma)\Delta t$, тоді

$$k(q) = \Delta t \sum_{i=-\infty}^{\infty} \int_0^1 h[(q - i - \gamma)\Delta t]h[-(i + \gamma)\Delta t]d\gamma.$$

Підставимо в цю рівність вираз (5.17), замінивши для зручності обчислення $h[-(i + \gamma)\Delta t]$ на комплексно пов'язаний (рівний йому з речовинності) член. Використовуючи вираз (5.13), отримаємо

$$k(q) = \frac{(\Delta t)^2}{2\pi} \int_0^1 d\gamma \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} d\omega |H(\omega, \gamma)|^2 e^{jq\omega\Delta t}.$$

З урахуванням цього виразу перетворюємо (5.10) до вигляду

$$\lambda(\omega) = \Delta t \int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma. \quad (5.18)$$

Фізичний зміст формули (5.18) досить очевидний: власні значення чи спектр оператора \hat{k} (матриці k_{qn}) виходить усередненням квадрата модуля частотної характеристики $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ за початковим моментом (початковою фазою) дискретного сигналу f_q . Один із наслідків такого усереднення полягає в тому, що навіть якщо $H(\omega, \gamma)$ має ізольовані нулі (наприклад, для частотної характеристики поточного середнього), то в спектрі $\lambda(\omega)$ ці нулі усуваються, тобто. скелетний розв'язок $g_L(\tau)$ і в такому разі залишається регулярним.

Після підстановки (5.11) співвідношень (5.15) і (5.18) отримаємо

остаточну формулу для регуляризованого розв'язку рівняння (5.2):

$$g_L(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} H^*(\omega, \gamma) d\omega \left[\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma \right]^{-1}. \quad (5.19)$$

Цікаво зіставити отриманий скелетний розв'язок $g_L(\tau)$ з відомими регуляризованими. Так, у методі, запропонованому в [135], регуляризований розв'язок запишемо у вигляді

$$g_L(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(\omega) e^{j\omega\tau} H^*(\omega)}{|H(\omega)|^2 + \alpha^2} d\omega,$$

де $H(\omega)$ – перетворення Фур'є передатної функції;

α – параметр регуляризації, що демпфує малі значення частотної характеристики у сфері високих частот.

Регуляризуючим параметром (5.19) є інтервал дискретизації Δt . Демпфування малих значень частотної характеристики $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ у сфері високих частот досягається за рахунок згортання спектру в інтервалі періодичності $-\pi/\Delta t < \omega < \pi/\Delta t$, а усунення ізольованих нулів функції $H(\omega)$ – за рахунок усереднення частотної характеристики $H(\omega, \gamma)$ з інтервалу дискретизації Δt .

Порівняємо скелетний розв'язок $g_L(\tau)$, визначається формулою (19), про те, що виходить при заміні інтеграла в (5.2) сумою, тобто, за умови, що дискретизації зазнає не тільки вихідний сигнал ЕАБ, але також його вхідний сигнал $g(\tau)$ та передатна функція. При цьому рівність (5.2) замінюється системою лінійних рівнянь

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} h[(q-n)\Delta t] g_n = f_q,$$

де $g_n = g(n\Delta t)$ – дискретний вхідний сигнал $g(\tau)$ ЕАБ.

Розв'язання цієї системи рівнянь має вигляд

$$g(q\Delta t) = g_q = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{F(\omega) e^{jq\omega\Delta t}}{H(\omega)} d\omega, \quad (5.20)$$

де $H(\omega) = H(\omega, 0)$.

У тих же дискретних точках $\tau = q\Delta t$ скелетний розв'язок (5.19) дорівнює

$$g_L(q\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} H^*(\omega) d\omega \left[\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma \right]^{-1}. \quad (5.21)$$

Зіставлення виразів (5.20) і (5.21) показує, що у розв'язку $g_L(q\Delta t)$ порівняно з розв'язком $g(q\Delta t)$ усунуті ізольовані нулі частотної характеристики ЕАБ. Тому, якщо, наприклад, у заваді є складові частоти які потрапляють на ізольовані нулі функції $H(\omega)$, то рішення (5.20) буде нестійким, тоді як рішення (5.21) залишається стійким, тобто різкого наростання завади в скелетному сигналі $g_L(q\Delta t)$ не відбувається. Крім того, усереднення за початковою фазою дискретизації $\gamma = \{\tau/\Delta t\}$ також призводить до зменшення похибки скелетного розв'язання.

Формула (5.19) дозволяє встановити вигляд рішення не лише в дискретних точках $\tau = q\Delta t$, але й у проміжних точках залежно від вхідного сигналу $g(\tau)$. Для цього підставимо до неї рівність (5.8) для $F(\omega)$ і, скориставшись виразами (5.2) і (5.15), отримаємо

$$g_L(\tau) = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} L(\tau, \tau') g(\tau) d\tau, \quad (5.22)$$

де

$$L(\tau, \tau') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} H(\omega, \gamma) H^*(\omega, \gamma') e^{(q'-q)\omega\Delta t} d\omega \left[\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma \right]^{-1}; \quad (5.23)$$

$$q = \left\lfloor \frac{\tau}{\Delta t} \right\rfloor; \quad q' = \left\lfloor \frac{\tau'}{\Delta t} \right\rfloor; \quad \gamma = \left\{ \frac{\tau}{\Delta t} \right\}; \quad \gamma' = \left\{ \frac{\tau'}{\Delta t} \right\}.$$

Оператор \hat{L} з матричними елементами $L(\tau, \tau')$ є оператор проєктування із простору $L + \bar{L}$ на просторі L .

Отримаємо залежність апроксимуючого (скелетного) сигналу $g_L(\tau)$ від вхідного сигналу $g(\tau)$ ЕАБ. Розглянемо спочатку окремий випадок, коли імпульсна характеристика $h(\tau)$ ЕАБ мало змінюється в границях інтервалу дискретизації Δt . При такій умові частотна характеристика $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ практично не залежить від γ , тому із виразу (5.23) отримаємо

$$L(\tau, \tau') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} e^{(q'-q)\omega\Delta t} d\omega = \frac{1}{\Delta t} \delta_{q'q} = \frac{1}{\Delta t} \begin{cases} 1 & \text{at } q' = q; \\ 0 & \text{at } q' \neq q. \end{cases} \quad (5.24)$$

Тоді для скелетного розв'язку $g_L(\tau)$ із виразу (5.22) із урахуванням (5.24) на інтервалі $q\Delta t < \tau < (q+1)\Delta t$ знаходимо

$$g_L(\tau) = \frac{1}{\Delta t} \int_{q\Delta t}^{(q+1)\Delta t} g(\tau') d\tau'; \quad q\Delta t < \tau < (q+1)\Delta t. \quad (5.25)$$

Таким чином, для даного окремого випадку скелетний сигнал $g_L(\tau)$ представляє ступінчасту апроксимацію вхідного сигналу $g(\tau)$, причому

значення функції $g_L(\tau)$ на кожному інтервалі дискретизації Δt є середнє значення сигналу $g(\tau)$ на цьому інтервалі.

У загальному випадку, коли імпульсна характеристика $h(\tau)$ ЕАБ може помітно змінюватися в границях інтервалу дискретизації Δt , значення скелетного сигналу $g_L(\tau)$ є виваженим середнім сигналу $g(\tau)$ не лише з цього, а й за сусідніми інтервалами дискретизації. Вигляд функції впливу визначається імпульсною характеристикою $h(\tau)$.

Отримані розв'язки для апроксимуючого (скелетного) сигналу $g_L(\tau)$ дозволяють знайти вираз для оцінки відносної похибки апроксимації ε_1 , використовуючи формулу відносної дисперсії цієї похибки

$$\varepsilon_1^2 = \frac{\|g - g_L\|^2}{\|g\|^2}. \quad (5.26)$$

Якщо частота дискретизації досить велика, то імпульсна характеристика $h(\tau)$ ЕАБ мало змінюється на інтервалі дискретизації Δt , сигнал $g_L(\tau)$ визначається за формулою (5.25), і похибка апроксимації є похибкою ступінчастої апроксимації. Якщо до того ж у границях кожного інтервалу дискретизації Δt сигнал $g(\tau)$ змінюється плавно, без різких сплесків і стрибків, його можна розкласти на інтервалах Δt у ряд Тейлора та обмежитися лінійним членом

$$g(\tau) = g(q\Delta t) + g'(q\Delta t)(\tau - q\Delta t); \quad q\Delta t < \tau < (q+1)\Delta t. \quad (5.27)$$

Таке розкладання справедливе за умови $\Delta t \cdot g''(\tau) \ll g'(\tau)$.

Підставляючи (5.27) у (5.15) та провівши обчислення, отримаємо

$$g_L(\tau) = g(q\Delta t) + g'(q\Delta t) \cdot \Delta t/2. \quad (5.28)$$

Співвідношення (5.27) і (5.28) дозволяють висловити відносну похибку апроксимації ε_1 у функції інтервалу дискретизації Δt . Для цього обчислимо

$$\begin{aligned} \|g - g_L\|^2 &= \sum_{q=-\infty}^{\infty} \int_{q\Delta t}^{(q+1)\Delta t} [g(\tau) - g_L(\tau)]^2 d\tau = \\ &= \frac{1}{12} (\Delta t)^2 \sum_{q=-\infty}^{\infty} [g'(q\Delta t)]^2 \Delta t \approx \frac{(\Delta t)^2}{12} \int_{-\infty}^{\infty} [g'(\tau)]^2 d\tau. \end{aligned}$$

Після підстановки цієї рівності в (5.26) знаходимо

$$\varepsilon_1 \approx \Delta t / \theta, \quad (5.29)$$

де

$$\theta = \left\{ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} [g'(\tau)]^2 d\tau}{12 \int_{-\infty}^{\infty} g^2(\tau) d\tau} \right\}^{-1/2}. \quad (5.30)$$

Оскільки формула (5.29) отримана розкладанням до Тейлора до першого члена, вона тим точніше, що менше похибка ε_1 .

Величина θ , обумовлена рівністю (5.30), у наближенні, що розглядається, не залежить від інтервалу дискретизації Δt є параметром, що характеризує часові властивості вхідного сигналу $g(\tau)$. Назвемо його характерним часом, причому що менше, то швидше і різкіше змінюється сигнал $g(\tau)$.

Наявність у вихідному дискретному сигналі f_q ЕЦБ (або АЦП) завод, спричинених шумами та похибками, зокрема шумом квантування, унеможлиблює точне відновлення навіть апроксимуючого сигналу $g_L(\tau)$. Оскільки частотні характеристики реальних вимірювальних перетворювачів в ЕАБ зменшуються за досить високих частот, то при переході від дискретного сигналу f_q до початкового сигналу $g(\tau)$ відношення сигнал/завада зменшується і для нерегуляризованого рішення може дійти до нуля, навіть при

нульовому відношенні сигнал/завада в аналоговому сигналі $f(t)$. Його дискретизація регуляризує рішення, тому ставлення сигнал/завада у відновленому сигналі $g_L(\tau)$ залишається кінцевим, не рівним нулю. Воно залежить від частоти дискретизації та більше, ніж ця частота менше. Доведемо це.

Знайдемо залежність відношення сигнал/завада у сигналі $g_L(\tau)$ від частоти (інтервалу) дискретизації при заданому відношенні сигнал/завада в дискретному сигналі f_q . Позначимо через ξ_l випадкову похибку (заваду) у цьому сигналі, тоді для випадкової похибки спектра сигналу f_q відповідно до рівності (5.8) для $F(\omega)$ маємо

$$\Delta F(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \xi_l e^{-jl\omega\Delta t}.$$

Похибка $\Delta g_L(\tau)$ в апроксимуючому сигналі $g_L(\tau)$, як впливає з формули (5.11):

$$\Delta g_L(\tau) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{\Delta F(\omega) \cdot \psi(\omega, \tau)}{\lambda(\omega)} d\omega.$$

Отримаємо вираз відносної дисперсії випадкової похибки ε_2^2 , тобто для відношення потужності завади $\|\Delta g_L(\tau)\|^2$ до потужності сигналу $\|g_L(\tau)\|^2$. Враховуючи ортогональність функцій $\psi(\omega, \tau)$ згідно (5.14), знаходимо

$$\varepsilon_2^2 = \frac{\|\Delta g_L(\tau)\|^2}{\|g_L(\tau)\|^2} = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{S(\omega)}{\lambda(\omega)} d\omega \left[\int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{S_0(\omega)}{\lambda(\omega)} d\omega \right]^{-1}, \quad (5.31)$$

де $S(\omega)$ – спектральна щільність потужності завади ξ_l у дискретній формі

сигналу f_q ;

$S_0(\omega)$ – спектральна щільність потужності сигналу f_q .

У найбільш несприятливому випадку, коли спектр завад у сигналі f_q зосереджений поблизу меншого значення $\lambda(\omega)$, яке дорівнює λ_{\min} , а спектр сигналу f_q – поблизу більшого значення $S(\omega)$, яке дорівнює λ_{\max} , із виразу (5.31) отримаємо

$$\varepsilon'_2 = \sqrt{\lambda_{\max}/\lambda_{\min}} \sqrt{P/P_0}, \quad (5.32)$$

де $P = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} S(\omega) d\omega$ – потужність завади ξ_l в сигналі f_q ;

$P_0 = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} S_0(\omega) d\omega$ – потужність сигналу f_q .

Якщо завада ξ_l рівномірно розподілена за спектром дискретного сигналу f_q у границях $(-\pi/\Delta t, \pi/\Delta t)$, то виходить менше значення похибки

$$\varepsilon''_2 = \left[\lambda_{\max} \left(\frac{1}{\lambda} \right)_m \right]^{1/2} \sqrt{P/P_0}, \quad (5.33)$$

де

$$\left(\frac{1}{\lambda} \right)_m = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{d\omega}{\lambda(\omega)}.$$

Величина P_0/P є відношення сигнал/завада на виході ЕЦП (або АЦП), а величини $(\varepsilon'_2)^2$, $(\varepsilon''_2)^2$ – відношення сигнал/завада у відновленому скелетному сигналі $g_L(\tau)$. Тому коефіцієнт генерації шуму k_n , який дорівнює відношенню сигнал/завада скелетного сигналу $g_L(\tau)$, що ділиться на

відношення сигнал/завада дискретного сигналу f_q , в більш негативному випадку визначається, як виходить із виразу (5.32), співвідношенням

$$k'_n = \lambda_{\max} / \lambda_{\min}, \quad (5.34)$$

а при рівномірному розподілі завади за спектром сигналу f_q згідно співвідношенню (5.33):

$$k''_n = \lambda_{\max} (1/\lambda)_m. \quad (5.35)$$

З формул (5.32) та (5.33) з урахуванням рівностей (5.34) та (5.35) видно, що похибки ε'_2 і ε''_2 пов'язані з коефіцієнтами генерації шуму k'_n і k''_n співвідношеннями

$$\varepsilon'_2 = \sqrt{k'_n} \cdot \eta; \quad \varepsilon''_2 = \sqrt{k''_n} \cdot \eta, \quad (5.36)$$

де $\eta^2 = P/P_0$ – відносна потужність завади у дискретному сигналі f_q , тобто відношення завада/сигнал на виході ЕЦП (або АЦП).

Для фіксованого вхідного сигналу $g(\tau)$ відносна похибка апроксимації ε_1 є систематичною, а величина ε_2 , тобто $(\varepsilon'_2)^2$ або $(\varepsilon''_2)^2$, – відносною дисперсією випадкової похибки.

Співвідношення (5.34), (5.35), (5.36) визначають відносну похибку у відновленому вхідному сигналі $\hat{g}(\tau)$, обумовлену випадковою похибкою (завадою) у вихідному дискретному сигналі f_q ЕЦБ залежно від значення інтервалу дискретизації та вигляду імпульсної характеристики ЕАБ. Разом з формулами (5.26), (5.29) для відносної похибки апроксимації вони дозволяють обґрунтовано підійти до визначення оптимального інтервалу (частоти)

дискретизації. Оскільки зі збільшенням інтервалу дискретизації відносна похибка зростає, такий оптимум існує. У простішому випадку оптимальне значення інтервалу дискретизації Δt можна знайти з умови $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ або з умови мінімуму сумарної похибки.

Для ілюстрації запропонованого методу визначення оптимального інтервалу (частоти) дискретизації розглянемо найпростіший приклад, у якому розрахунки можуть бути знайдені аналітично.

Нехай ЕАБ є простою аперіодичною ланкою із імпульсною характеристикою

$$h(\tau) = \begin{cases} \alpha e^{-\alpha\tau}, & \tau > 0; \\ 0 & , \tau < 0, \end{cases} \quad (5.37)$$

де α^{-1} – постійна часу ланки.

Обчислимо частотну характеристику $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ. Підставляючи вираз (5.37) у формулу (5.16), отримаємо

$$H(\omega, \gamma) = \alpha \sum_{i=1}^{\infty} e^{-\alpha[(i-\gamma)\Delta t]} e^{-j\omega\Delta t} = e^{\alpha\gamma\Delta t} H(\omega), \quad (5.38)$$

де

$$H(\omega) = \alpha \sum_{i=1}^{\infty} e^{-(\alpha+j\omega)i\Delta t} = \alpha \left[e^{(\alpha+j\omega)\Delta t} - 1 \right]^{-1}.$$

Функція $H(\omega)$ не залежить від дрібної частини $\gamma = \{\tau/\Delta t\}$, тому

$$\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma = b(\alpha) |H(\omega)|^2, \quad (5.39)$$

де $b(\alpha) = \int_0^1 e^{2\alpha\gamma\Delta t} d\gamma = \frac{1}{2\alpha\Delta t} (e^{2\alpha\Delta t} - 1)$ – числовий коефіцієнт.

Після підстановки виразів (5.38), (5.39) у формулу (5.19), знаходимо апроксимуючий (скелетний) сигнал

$$g_L(\tau) = \frac{e^{\alpha\gamma\Delta t}}{2\pi\alpha b(\alpha)} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} \left[e^{(\alpha+j\omega)\Delta t} - 1 \right] d\omega.$$

Після підстановки в цю формулу виразу (5.8) для $F(\omega)$ остаточно маємо

$$g_L(\tau) = \frac{2e^{\alpha\gamma\Delta t}}{e^{\alpha\Delta t} - 1} (e^{\alpha\Delta t} f_{q+1} - f_q).$$

Сигнал $g_L(\tau)$ є ступінчастою кривою, промодульованою множителем $\exp[\alpha\{\tau/\Delta t\}\Delta t]$. Якщо $\alpha\Delta t \ll 1$, то модуляція зникає та сигнал наближається до ступінчастої кривої $g_L(\alpha) = \frac{1}{2\alpha\Delta t} (f_{q+1} - f_q)$.

Із співвідношення (5.18) знаходимо

$$\lambda(\omega) = b(\alpha)\Delta t |H(\omega)|^2 = \alpha^2 \Delta t b(\alpha) (e^{2\alpha\Delta t} + 1 - 2e^{\alpha\Delta t} \cos \omega\Delta t)^{-1}.$$

Отже, отримаємо такі співвідношення:

$$\lambda_{\max} = \alpha^2 \Delta t b(\alpha) (e^{\alpha\Delta t} - 1)^{-2}; \quad \lambda_{\min} = \alpha^2 \Delta t b(\alpha) (e^{\alpha\Delta t} + 1)^{-2};$$

$$(1/\lambda)_m = \frac{1}{\alpha^2 \Delta t b(\alpha)} (e^{2\alpha\Delta t} + 1).$$

Із виразів (5.34), (5.35) розраховано коефіцієнти генерації шуму:

$$k'_n = (e^{\alpha\Delta t} + 1)^2 (e^{\alpha\Delta t} - 1)^{-2}; \quad k''_T = (e^{2\alpha\Delta t} + 1)(e^{\alpha\Delta t} - 1)^{-2}.$$

Визначення оптимального інтервалу дискретизації Δt_0 для простої умови $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ і найбільш несприятливої, зосередженої завади призводить до рівняння

$$\frac{\Delta t_0}{\theta} = \frac{e^{\alpha \Delta t_0} + 1}{e^{\alpha \Delta t_0} - 1} \sigma,$$

де σ – відносне середнє значення завади.

Введемо у цьому рівнянні безрозмірні змінні $\zeta = \alpha \Delta t_0$ і $\beta = \alpha \theta \sigma$, потім перетворимо до вигляду

$$\zeta = \beta \frac{e^{\zeta} + 1}{e^{\zeta} - 1}. \quad (5.40)$$

Аналогічно при рівномірному розподілі завади у вихідному сигналі f_q ЕЦБ за його спектром для оптимального інтервалу дискретизації Δt_0 отримаємо рівняння

$$\frac{\Delta t_0}{\theta} = \frac{\sqrt{e^{2\alpha \Delta t_0} + 1}}{e^{\alpha \Delta t_0} - 1} \sigma.$$

У тих же безрозмірних змінних – це рівняння набуває вигляду

$$\zeta = \beta \frac{\sqrt{e^{2\zeta} + 1}}{e^{\zeta} - 1}. \quad (5.41)$$

На рисунку 5.2 наведено графіки залежності розв'язку $\zeta = \alpha \Delta t_0$ від параметру $\beta = \alpha \theta \sigma$ при умові $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$: крива 1 для рівняння (5.40) – зосереджена за частотою завада та крива 2 для рівняння (5.41) – рівномірно

розподілена завада за спектром вихідного сигналу f_q ЕЦБ. На цьому ж рисунку наведено залежності рішень $\zeta = \alpha \Delta t_0$ від параметру $\beta = \alpha \theta \sigma$, визначені найменше сумарної відносної похибки відновлення $\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2$, для зосередженої завади (крива 3) та рівномірно розподіленої завади за спектром вихідного сигналу f_q ЕЦБ (крива 4).

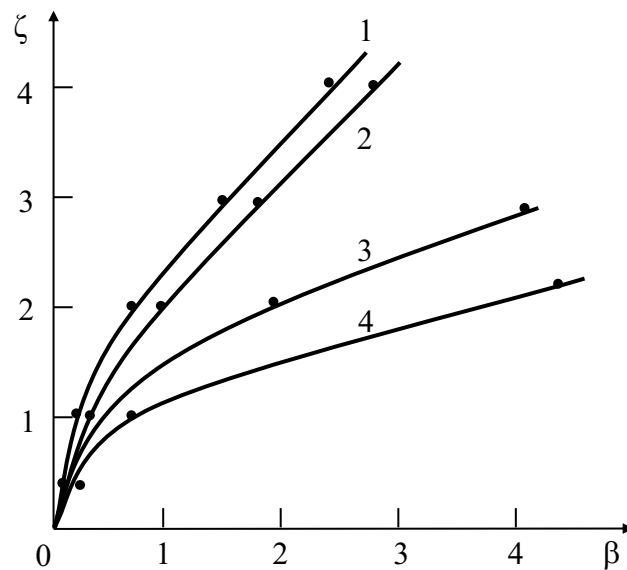


Рисунок 5.2 – Графіки залежностей безрозмірної змінної ζ від параметра β для різних видів завад

Джерело: розроблено автором

На рисунку 5.3 наведено залежності нормованої похибки ε/σ від величини ζ , причому нумерація кривих відповідає тим самим чотирьом варіантам, за якими побудовані криві на рисунку 5.2 шляхом моделювання [58], [105], [141].

Оскільки $\alpha \Delta t_0 \ll 1$, то при відновленні вхідного сигналу $g(\tau)$ відбувається посилення завади та відновлення виявляється можливим лише за досить малого рівня завади ξ у вихідному сигналі f_q ЕЦБ. При цьому відбувається відновлення деталей сигналу $g(\tau)$ на інтервалах дискретизації

Δt_0 , значно менших інтервалу усереднення α імпульсної властивості ЕАБ, тобто відбувається «максимальний роздільний ефект».

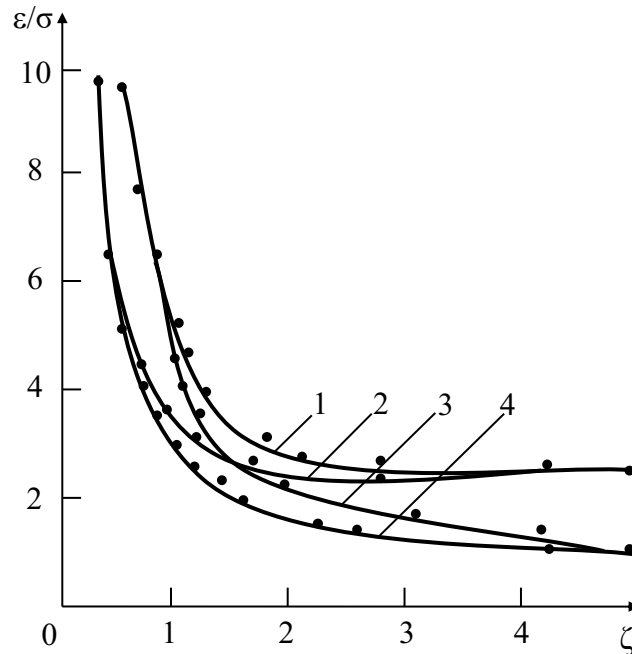


Рисунок 5.3 – Графіки залежності випадкової похибки дискретизації ε/σ від ζ для різних видів завад

Джерело: розроблено автором на основі аналізу [58], [105], [141]

При $\alpha\Delta t_0 \gg 1$ як із рівняння (5.40), так і із рівняння (5.41) маємо $\Delta t_0 \approx \sigma\theta$; $\sigma\theta\alpha \gg 1$.

У цьому випадку $\varepsilon_1 = \varepsilon'_2 = \varepsilon''_2 = \sigma$ не відбувається посилення завади при відновленні сигналу $g(\tau)$.

Для завад, зосереджених та рівномірно розподілених за спектром вихідного сигналу f_q ЕЦБ, з рівнянь (5.40) та (5.41) отримаємо залежності між завадовою складовою похибки та похибкою апроксимації:

$$\varepsilon'_2 = \sigma \frac{e^{\alpha\theta\varepsilon_1} + 1}{e^{\alpha\theta\varepsilon_1} - 1}; \quad (5.42)$$

$$\varepsilon_2'' = \sigma \frac{\sqrt{e^{2\alpha\theta\varepsilon_1} + 1}}{e^{\alpha\theta\varepsilon_1} - 1}. \quad (5.43)$$

З формул (5.42), (5.43) видно, що прагнення зменшити одну зі складових похибки відновлення призводить до збільшення іншої її складової. Так, у галузі «роздільності сигналів» (при $\alpha\theta\varepsilon_1 \ll 1$) маємо:

$$\varepsilon_2' \approx 2\sigma/(\alpha\theta\varepsilon_1); \quad \varepsilon_2'' \approx \sqrt{2}\sigma/(\alpha\theta\varepsilon_1).$$

Оптимальна частота (або інтервал) дискретизації при аналого-цифровій обробці сигналів безпосередньо пов'язана, по-перше, з часовою характеристикою θ вхідного сигналу $g(\tau)$ ЕАБ, що визначається співвідношенням (5.30). По-друге, з імпульсною чи частотною характеристиками ЕАБ. І, по-третє, із рівнем завади у вихідному сигналі ЕЦБ (чи АЦП), тобто з усіма параметрами та характеристиками власне вимірювального каналу (або ПрАЦОС). Підкреслимо, що для визначення оптимального інтервалу дискретизації Δt_0 немає необхідності проводити фактичне відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$, хоча воно може бути виконано з допомогою формули (5.19). За наявності апріорної інформації про вхідний сигнал $g(\tau)$ апроксимуючий сигнал $g_L(\tau)$ може бути доповнений ортогональним до нього сигналом $\bar{g}_L(\tau)$, щоб врахувати таку інформацію. Необхідно лише мати на увазі, що при цьому потужність вхідного сигналу $g(\tau)$ збільшується. Практично для визначення Δt_0 достатньо знання характерного часу θ вхідного сигналу, відносної дисперсії завади σ^2 у вихідному сигналі АЦП та частотного спектру $\lambda(\omega)$, що визначається згідно з (5.18), або в найбільш несприятливому випадку зосередженої за частотою завади знання відношення $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$. Це дозволяє визначити обидві складові похибки, що впливають на вибір частоти дискретизації – похибка

апроксимації ε_1 та завадову складову похибки ε_2 у функції інтервалу дискретизації Δt . Потім, використовуючи один із критеріїв оптимальності, знаходять оптимальний інтервал (або частоту) дискретизації Δt_0 . У розглянутому прикладі критерій рівності складових похибки та критерій мінімуму сумарної похибки призводять до близьких значень оптимального інтервалу дискретизації. Очевидно, це має місце й у загальному випадку.

Таким чином, відмінність частоти дискретизації від оптимальної є причиною проблем при технічній реалізації пристрою. Якщо частота дискретизації менша за оптимальну, то збільшується похибка і втрачається частина інформації про вхідний сигнал ПрАЦОС. Якщо частота дискретизації більша за оптимальну, то у загальному випадку це не збільшує інформації про вхідний сигнал, а й у разі потреби його відновлення – зменшує її через більш сильний вплив завад у вихідному сигналі.

Запропонований у роботі метод дискретизації сигналів за мінімумом похибки відновлення інформації для визначення оптимальної частоти дискретизації дозволяє вирішити зазначену суперечність.

5.2 Оцінка ефективності застосування запропонованих методів і моделей

Відносна похибка, обумовлена впливом гармонічної завади, визначається виразом і зображена на рисунку 5.4:

$$\delta_{\Pi} = \frac{\Delta_{\Pi}}{f_M} = \sin(\omega_{\Pi} t_k + \varphi_{\Pi}) - \sin(\omega_{\Pi} \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_{\Pi}) \frac{\sin \omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_{\Pi} \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}. \quad (5.44)$$

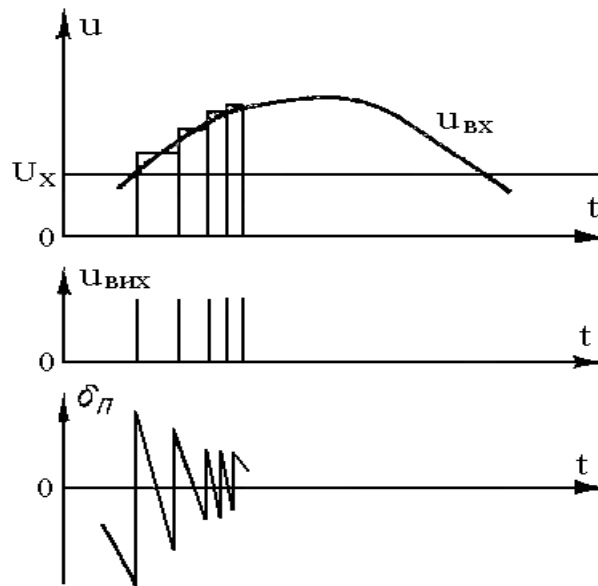


Рисунок 5.4 – До аналізу впливу гармонічної завади
з частотним перетворенням
Джерело: розроблено автором

Наближене значення похибки можна одержати, якщо розкласти вхідний сигнал (4.81) у ряд Тейлора в околиці точки t_k і обмежитися першими членами ряду. У цьому випадку вираження (4.83) запишеться у вигляді

$$\int_{t_k}^{t_k+T} [U_X + u_{Пк} + u'_{Пк}(t - t_k)] dt = q, \quad (5.45)$$

де T – поточний період імпульсної послідовності на виході перетворювача напруга-частота;

$u_{Пк}$ і $u'_{Пк}$ – значення напруги завади і її похідній у момент часу t_k .

Виконуючи інтегрування виразу (5.45), одержимо

$$(U_X + u_{Пк})T + \frac{u'_{Пк}T^2}{2} = q. \quad (5.46)$$

Вирішуючи рівняння (5.46) щодо періоду T , знаходимо

$$T = \frac{1}{u'_{\text{Пк}}} \left[-(U_X + u_{\text{Пк}}) + \sqrt{(U_X + u_{\text{Пк}})^2 + 2U_X u'_{\text{Пк}} T_0} \right],$$

де $T_0 = q / U_X$ – період проходження імпульсів при відсутності завади.

Якщо швидкість зміни завади на інтервалі T постійна ($u'_{\text{Пк}} = \text{const}$), то похибка перетворення визначається виразом (рис. 5.5):

$$\Delta_{\text{П}} = \frac{u'_{\text{Пк}} T}{2} = \frac{1}{2} \left[-(U_X + u_{\text{Пк}}) + \sqrt{(U_X + u_{\text{Пк}})^2 + 2U_X u'_{\text{Пк}} T_0} \right].$$

Кінцевим результатом вимірювання при рахунковому методі вимірювання частоти є кількість імпульсів N , накопичених у лічильнику за час T_i , тобто, результат перетворення можна представити у вигляді

$$N = \int_0^{T_i} f(t) dt.$$

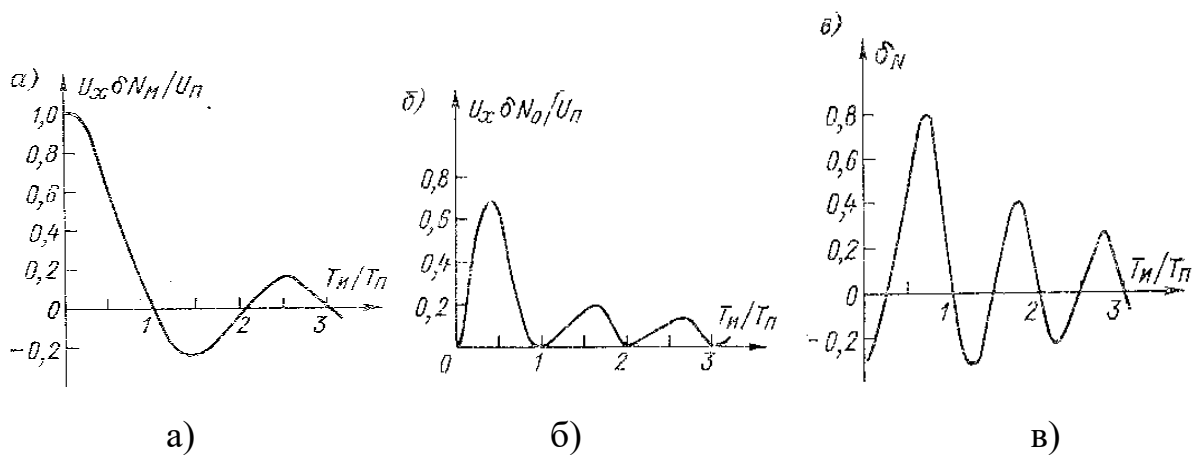


Рисунок 5.5 – Залежність максимальної похибки:

а – при нульовій початковій фазі; б – при довільній фазі;

в – від часу інтегрування

Джерело: [105], [121]

Використовуючи значення (4.84), одержимо $N = N_X + \Delta N$, де перший

додаток: $N_X = f_X T_i$ є результатом вимірювання, а другий додаток:

$$\Delta N = \frac{f_M}{\omega_{\Pi}} [\cos \varphi_{\Pi} - \cos(\omega_{\Pi} T_i + \varphi_{\Pi})],$$

є абсолютною похибкою вимірювання,

обумовлену дією завади.

Відносна похибка вимірювання

$$\delta_N = \frac{\Delta N}{N_X} = \delta N_M \sin\left(\pi \frac{T_i}{T_{\Pi}} + \varphi_{\Pi}\right), \quad (5.47)$$

де $\delta N_M = \frac{U_{\Pi}}{U_X} \frac{\sin \pi T_i / T_{\Pi}}{\pi T_i / T_{\Pi}}$ – максимальне значення відносної похибки

вимірювання.

З виразу (5.47) витікає, що відносна похибка вимірювання є періодичною функцією, що залежить від початкової фази завади φ_{Π} і відношення періоду завади до часу вимірювання [125]. Залежність максимального значення відносної похибки від часу вимірювання наведена на рисунку 5.5, а, [105], [121]. При цілочисельному відношенні часу вимірювання до періоду завади похибка звертається в нуль незалежно від початкової фази завади. Якщо час вимірювання не є кратним періоду завади, то початкова фаза φ_{Π} чинить істотний вплив на похибку вимірювання.

Значення початкової фази завади, що відповідає максимальній відносній похибці вимірювання, одержуємо з умови $\sin\left(\pi \frac{T_i}{T_{\Pi}} + \varphi_{\Pi}\right) = 1$, звідки

$$\varphi_{\Pi} = (2k - 1) \frac{\pi}{2} - \pi \frac{T_i}{T_{\Pi}}.$$

Якщо початкова фаза завади $\varphi_{\Pi 0} = 0$, тобто якщо початок вимірювання синхронізований з моментом переходу напруги завади через нульове

значення, то похибка

$$\delta N_0 = \frac{U_{\Pi}}{U_X} \frac{\sin^2 \pi T_i / T_{\Pi}}{\pi T_i / T_{\Pi}}.$$

Залежність похибки вимірювання при нульовому значенні початкової фази наведена на рисунку 5.5, б.

При довільному значенні початкової фази завади φ_{Π} відносна похибка δ_N відповідно до виразу (4.54) звертається в нуль двічі на відрізку $T_i = T_{\Pi}$. При цьому перше нульове значення похибки відповідає нулям функції δN_M і

має місце при $\left(\frac{T_i}{T_{\Pi}}\right)_{02} = \frac{k\pi - \varphi_{\Pi}}{\pi}$, де $k = 1, 2, \dots$, а друге нульове значення

відповідає умові $\sin\left(\pi \frac{T_i}{T_{\Pi}} + \varphi_{\Pi}\right) = 0$, звідки

$$\left(\frac{T_i}{T_{\Pi}}\right)_{02} = \frac{k\pi - \varphi_{\Pi}}{\pi}.$$

Графік залежності відносної похибки при значенні початкової фази завади, не рівному 0 або $\pi/2$, показаний на рисунку 5.5, в.

При аналізі похибки, внесеної завадами, при використанні методу перетворення напруги в частоту при вимірюванні електричних параметрів повною мірою застосовуються оцінки, що характеризують алгоритм усереднення, тобто він має яскраво виражені фільтруючі властивості щодо завад. Це означає, що цей метод є заводозахищеним.

Представлена методика вимірювання напруги з проміжним перетворенням напруга-частота. Розглянутий метод вимірювання напруги має значні переваги. Усувається залежність результату вимірювання від частоти сигналів, що в кінцевому підсумку призводить до розширення частотного діапазону і підвищення точності, оскільки усувається ефект нестабільності

частоти вимірюваних сигналів. Результат вимірювання також не залежить від амплітуди сигналів, які досліджуються. Має короткий час вимірювання, не більше одного-двох періодів сигналів, які досліджуються.

Оскільки оптимальний час інтегрування залежить від значення вимірюваного сигналу, то при зміні останнього в границях $U_a < U_x < U_b$ оптимум варто шукати для середнього квадрата похибки усередненого за ансамблем вимірюваного сигналу (рис. 5.6):

$$\frac{\partial \left[\overline{M(\delta^2)} \right]}{\partial t_0} = 0,$$

де $\overline{M(\delta^2)} = \int_{U_a}^{U_b} M(\delta^2) \varphi(U_x) dU_x$ – усереднене за ансамблем значення середнього

квадрата похибки;

$\varphi(U_x)$ – функція розподілу сигналу U_x .

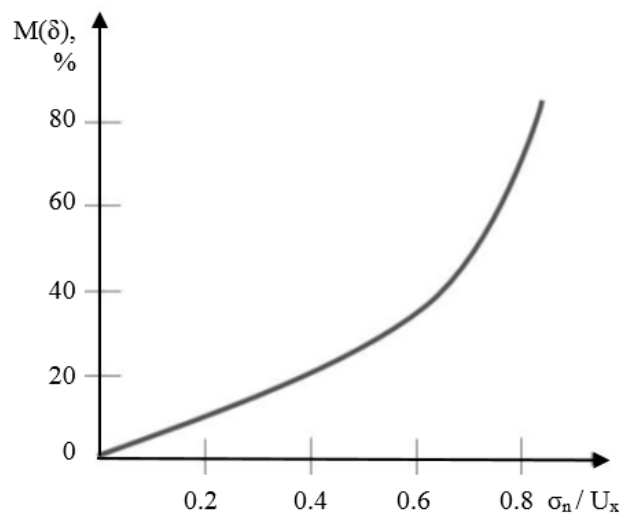


Рисунок 5.6 – Похибка при малому часі інтегрування

Джерело: [105], [121]

Залежність похибки від часу інтегрування наведена на рисунку 5.6. При обмеженому часі інтегрування t_0 значення середньоквадратичної похибки можна оцінити за формулою (4.94). При цьому, якщо кореляція між сигналом і випадковою завадою існує, то верхня границя похибки оцінюється за

формулою (4.95). Якщо враховувати не лінійність інтегратора, то похибку можна оцінити за формулою (4.103), що у границях при $\beta = 0$ і $\alpha = 1$ збігається з формулою (4.94) або при $p_{\eta\eta'} = 1$ – з формулою (4.99). При малому часі інтегрування можна користуватися формулою (4.104).

При аналізі похибки, внесеної завадами, при використанні методу перетворення напруги в частоту для вимірювання електричних параметрів повною мірою застосовуються оцінки, що характеризують алгоритм усереднення, тобто він має фільтруючі властивості щодо завад. Це означає, що цей метод є завадозахищеним.

Розроблений метод вимірювання напруги з проміжним перетворенням напруга-частота, яка має такі переваги. Усувається залежність результату вимірювання від частоти електричних сигналів, що в кінцевому підсумку призводить до розширення частотного діапазону і підвищення точності, оскільки усувається ефект нестабільності частоти вимірюваних сигналів. Результат вимірювання також не залежить від амплітуди електричних сигналів; має короткий час вимірювання, не більше одного-двох періодів сигналів.

5.3 Рекомендації щодо використання методів і результати оцінювання їх ефективності

Проведено оцінювання запропонованих методів. У таблиці 5.1 і на рисунку 5.7 наведені результати визначення оптимального значення МКІ Т зразка РЕС ЗВТ як розв'язок рівняння (3.12) та уточнення за рахунок введення контрольних перевірок згідно (3.31).

Вхідні дані: робота РЕС ЗВТ (усереднені дані радіолокаційних, радіонавігаційних засобів, апаратури зв'язку тощо) до відмови 10 років експлуатації (або 10 000 годин напрацювання); середній час на проведення контролю технічного стану РЕС 5 годин; встановлений МКІ 2 рази на рік (при переведенні на весняний та осінній режими експлуатації).

Таблиця 5.1 – Результати визначення оптимального значення МКІ РЕС ЗВТ

Джерело: розроблено автором

МКІ	Час роботи, години	Кількість перевірок (контроль)	Час на одну перевірку, години	Загальний час на контроль, години / %
Наявний	10 000	20	5	100 / 1
Оптимальний (розрахований)	10 000	18	5	90 / 0,9
Контрольні перевірки	10 000	10 10	5 2	70 / 0,7

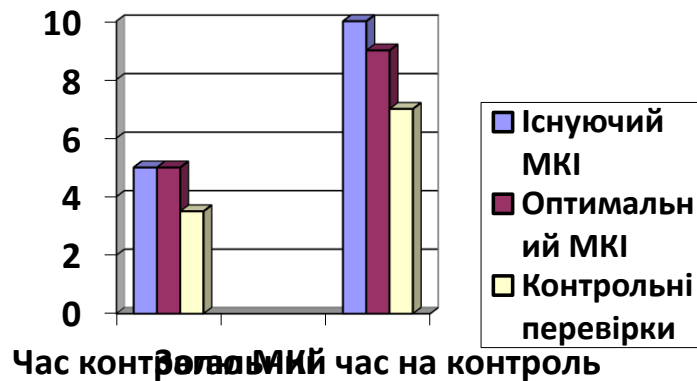


Рисунок 5.7 – Результати визначення часу на контроль технічного стану РЕС

Джерело: розроблено автором

Оптимальне значення МКІ зразка РЕС ЗВТ як розв'язок рівняння (3.12) становить приблизно 6,7 місяців (замість 6 місяців). При введенні контрольних перевірок згідно з (3.31) кількість основних операцій з контролю технічного стану РЕС можливо скоротити в 2 рази, при цьому потрібно робити проміжні перевірки (за скороченою програмою). При таких умовах достовірність визначення технічного стану РЕС ЗВТ становить не нижче встановленої.

Аналіз отриманих результатів (рис. 5.7) показує, що проведення контролю та діагностування РЕС на етапі експлуатації в оптимальний період зменшує витрати часу на простій ЗВТ при проведенні технічного обслуговування до 30%. Відповідно до співвідношення (4.106), це дозволяє

економити кошти до 20% від річних витрат на технічне обслуговування ЗВТ. Для модернізованих зразків РЕС ЗВТ з урахуванням визначеної кількості циклів контрольних перевірок впродовж прийнятого оптимального МКІ розраховано збільшення ефективності функціонування РЕС до 5% за формулою (3.31). При цьому за показник ефективності функціонування РЕС вибрано коефіцієнт готовності [31].

Проведено дослідження впливу оптимальної номенклатури параметрів контролю та діагностування РЕС ЗВТ на достовірність визначення їх технічного стану шляхом розв'язання системи рівнянь (4.105) (рис. 5.8).

Аналіз рисунку 5.8 показує, що за рахунок визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування РЕС підвищується достовірність оцінки їх технічного стану до рівня 0,97 замість наявного 0,89, тобто приріст достовірності складає 8%.

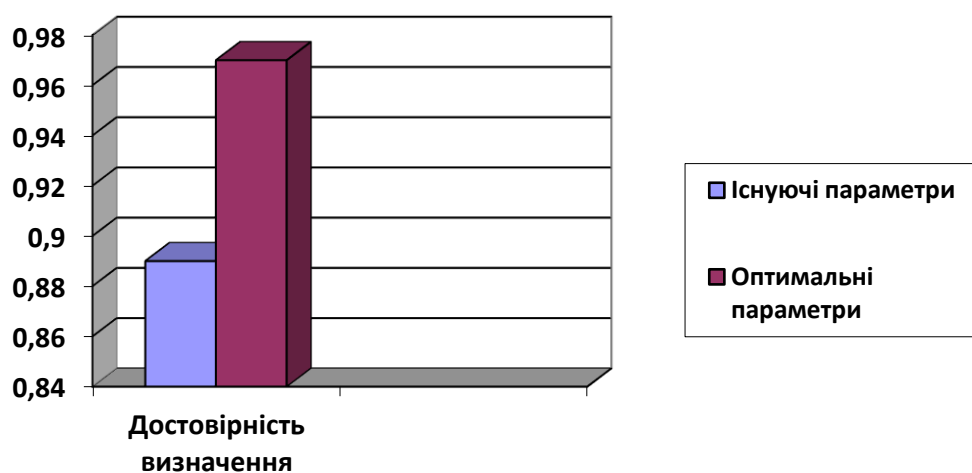


Рисунок 5.8 – Залежність достовірності визначення технічного стану від оптимальної номенклатури параметрів контролю РЕС

Джерело: розроблено автором

Висновки по розділу 5

1. Розроблено імітаційну модель дискретизації вимірювальних сигналів для мінімуму похибки відновлення інформації про результати контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем. Доведено, що при зменшенні частоти дискретизації нижче оптимальної збільшується похибка апроксимації та втрачається частини інформації про вимірювальний сигнал. Але при завищенні частоти дискретизації ускладнюється технічна реалізація пристрою, а інформація про вхідний сигнал не тільки не збільшується, але й при спробі його відновлення зменшується через збільшення впливу завад у вихідному сигналі на точність відновлення вимірювального сигналу.

2. Проведено оцінювання ефективності застосування запропонованих у дослідженні методів. Результати застосування запропонованих методів аналізу похибки, внесеної завадами, залежно від форми електричних сигналів систем енергозабезпечення радіоелектронних систем довели переваги запропонованих вимірювальних сигналів. Усувається залежність результату вимірювання від частоти електричних сигналів, що в кінцевому підсумку призводить до розширення частотного діапазону та підвищення точності, оскільки усувається ефект нестабільності частоти вимірюваних сигналів. Результат вимірювання також не залежить від амплітуди електричних сигналів, має короткий час вимірювання, не більше одного-двох періодів сигналів.

3. За аналізом результатів імітаційного моделювання встановлено, що застосування запропонованих методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації зменшує витрати часу на простій засобів водного транспорту при проведенні технічного обслуговування засобів водного транспорту до 30%. Це дозволяє економити до 20% коштів від річних витрат на технічне обслуговування засобів водного транспорту і підвищити коефіцієнт готовності радіоелектронних систем засобів водного транспорту до 5%. За рахунок

визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем підвищується достовірність оцінки їх технічного стану до рівня 0,97 замість наявного 0,89, тобто приріст достовірності складає 8%.

Основні результати розділу опубліковані в таких роботах: [31], [135].

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язане актуальне наукове завдання *розробки методів вибору параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту для підвищення достовірності визначення їх технічного стану.*

Основні результати дисертаційної роботи полягають у такому.

1. Проведено аналіз сучасного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту, використовуваних методів і моделей аналізу та синтезу параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації. Обґрунтовані часткові завдання дослідження та методи їх розв'язання. Доведено, що генеральним шляхом забезпечення безаварійної експлуатації засобів водного транспорту є створення відповідної системи контролю їх технічного стану, яка потребує обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Це підтверджує актуальність наукового завдання дисертаційної роботи.

2. У дисертації наведено теоретичне узагальнення та нове розв'язання наукового завдання, мета якого полягає в підвищенні достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації за рахунок обґрунтування номенклатури їх параметрів контролю та діагностування.

У рамках поставленого завдання вирішені часткові завдання: проведено аналіз існуючих методів і засобів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації, за результатами якого сформульовані завдання дослідження; розроблено алгоритм аналізу радіоелектронних систем засобів водного транспорту як об'єкта контролю технічного стану на етапі експлуатації; розроблено метод оцінки технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту

на етапі експлуатації на основі вибору оптимальних параметрів контролю та діагностування; удосконалено метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації; розроблено метод синтезу вимірювальних сигналів для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту; досліджено вплив похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання засобів водного транспорту на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем; проведено комп'ютерне моделювання використання запропонованих методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації; оцінено ефективність застосування запропонованих у кваліфікаційній роботі методів; розроблено рекомендації щодо обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

3. Найбільш важливі наукові та практичні результати, які отримані в роботі, є такі:

– отримав подальший розвиток метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом, який на відміну від наявних, враховує запас надійності елементної бази радіоелектронних систем залежно від характеру прискорення процесу їх старіння та дозволяє визначати оптимальні значення періодичності контролю для забезпечення потрібного рівня достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем;

– вперше розроблено метод дослідження впливу похибок вимірювання характеристик електричних сигналів енергопостачання на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем, який дозволяє синтезувати процедури контролю та діагностування;

– удосконалено метод обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту, який на

відміну від наявних, враховує зміну (дрейф) значень таких параметрів між попередніми оцінками технічного стану та дозволяє виявити оптимальну номенклатуру таких параметрів залежно від достовірності визначення технічного стану радіоелектронних систем на етапі експлуатації засобів водного транспорту:

– отримав подальший розвиток метод підвищення надійності радіоелектронних систем засобів водного транспорту при експлуатації за технічним станом, який на відміну від наявних, враховує запас надійності елементної бази радіоелектронних систем залежно від характеру прискорення процесу їх старіння та дозволяє визначати оптимальні значення періодичності контролю для забезпечення потрібного.

Практичне значення отриманих у роботі результатів полягає у тому, що запропоновано методичне забезпечення для визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Це дозволить визначити таку номенклатуру параметрів для контролю та діагностування, використання якої підвищить достовірність визначення технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації. Розроблений метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту та результати дослідження похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання засобів водного транспорту на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем є підґрунтям до синтезу сучасної контрольно-діагностичної апаратури.

Отримані у кваліфікаційній роботі результати рекомендовано застосовувати при обґрунтуванні параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежно від строків їх експлуатації та якості засобів контролю. Це дозволить скоротити час технічного обслуговування засобів водного транспорту за

рахунок зменшення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем та підвищити його достовірність.

Результати імітаційного моделювання отриманих результатів показали, що застосування запропонованих методів обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем на етапі експлуатації зменшує витрати часу на простій засобів водного транспорту при проведенні технічного обслуговування засобів водного транспорту до 30%. Це дозволяє економити до 20% коштів від річних витрат на технічне обслуговування засобів водного транспорту і підвищити коефіцієнт готовності радіоелектронних систем до 5%. За рахунок визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем підвищується достовірність оцінки їх технічного стану до рівня 0,97 замість наявного 0,89, тобто приріст достовірності складає 8%.

4. Значення розв'язаної у дисертації задачі для науки та практики полягає в подальшому розвитку теоретичних та прикладних основ обґрунтування номенклатури параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту.

5. Методи дослідження базуються на теорії системного аналізу, теорії контролю технічних систем, апараті рядів Фур'є, класичній теорії похибок вимірювальних приладів і математичного моделювання.

6. Достовірність і обґрунтованість отриманих наукових результатів підтверджується збігом деяких часткових результатів дисертації з відомими; коректним використанням адекватного математичного апарата для розв'язання часткових завдань, поставлених у роботі. Основні теоретичні положення дисертаційної роботи базуються на початкових посилках і допущеннях, які виходять із наявного стану робіт у даній області та не суперечать відомим положенням і результатам досліджень, приведеним у літературі.

7. Наукові та прикладні результати дослідження, отримані в дисертації, доцільно використовувати так.

Теоретичні результати можуть бути застосовані при створенні сучасної контрольно-діагностичної апаратури для контролю технічного стану засобів водного транспорту, а також розповсюджені на інші транспортні засоби. Це дозволить скоротити часові витрати на проведення контролю технічного стану засобів водного транспорту та підвищити достовірність такого контролю.

З практичної точки зору комплексне використання отриманих результатів дозволить обґрунтовувати параметри контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту залежно від строків їх експлуатації та якості засобів контролю. Це дозволить скоротити час технічного обслуговування засобів водного транспорту за рахунок зменшення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем і підвищити його достовірність.

Дисертаційна робота завершена, а її мета досягнута.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Алексішин В.Г. Обеспечение навигационной безопасности плавания: учебное пособие / Алексішин В.Г., Козырь Л.А., Симоненко С.В. – Одесса: Феникс; М.: ТрансЛит, 2009. – 518 с.
2. Конин В.В. Системы спутниковой радионавигации / В.В. Конин, В.П. Харченко. – К.: Холтех, 2010. – 520 с.
3. A. Latorre, T. B. Soeiro, R. Geertsma, A. Coraddu and H. Polinder, "Shipboard DC Systems – A Critical Overview: Challenges in Primary Distribution, Power-Electronics-Based Protection, and Power Scalability," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 4, pp. 259-286, 2023, doi: 10.1109/OJIES.2023.3294999.
4. Барабаш О.В. Построение функционально устойчивых распределенных информационных систем / О.В. Барабаш. – К.: НАОУ, 2004. – 244 с.
5. Marine Navigation and Safety of Sea Transportation: Navigational Problems / Editor Adam Weintrit. – CRC Press, 2013. – 340 p.
6. S. Fossier and P. -O. Robic, "Maintenance of complex systems — From preventive to predictive," *2017 12th International Conference on Live Maintenance (ICOLIM)*, Strasbourg, France, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICOLIM.2017.7964123.
7. William M. Siebert. Circuits, Signals, and Systems / William M. Siebert. – Massachusetts. – Publisher: The MIT Press. – 1985. – 651 p.
8. Беляєвський Л.С. Теоретичні основи радіонавігації та радіонавігаційних систем / Беляєвський Л.С. – К.: КМУЦА, 1997. – 408 с.
9. Беляєвський Л.С. Глобальні супутникові системи навігації та зв'язку на транспорті. Навчальний посібник для ВУЗів транспортного профілю / [Беляєвський Л.С., Ткаченко А.М., Левковець П.Р. та інші.]. – К.: В-во «Даж Бог», 2009. – 216 с.
10. Norman Bonnор. A Brief History of Global Navigation Satellite Systems

/ Norman Bonnor. – The Journal of Navigation, Volume 65, Issue 1, January 2012, pp. 1 – 14. DOI: <https://doi.org/10.1017/S0373463311000506>.

11. Zhi-Jie Zhou. Condition-based maintenance of dynamic systems using online failure prognosis and belief rule base. / Zhi-Jie Zhou, Chang-Hua Hu, Wen-Bin Wang, Bang-Cheng Zhang, Dong-Ling Xu, Jian-Fei Zheng. – Expert Systems with Applications. – Volume 39, Issue 6, 2012, pp. 6140-6149. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2011.11.068>.

12. Nino Boccara. Modeling Complex Systems / Nino Boccara. – Springer Science+Business Media, LLC 2010, p. 490. DOI <https://doi.org/10.1007/978-1-4419-6562-2>

13. R.K. Nichols, e. a. (2020). Unmanned Vehicle Systems & Operations on Air, Sea & Land. Manhattan, KS: New Prairie Press #35.

14. Specht, C., Weintrit, A. and Specht, M. (2016). A history of maritime radio-navigation positioning systems used in Poland. The Journal of Navigation, 69(3), 468–480. doi:10.1017/S0373463315000879.

15. Вагущенко Л.Л. Электронные системы отображения навигационных карт / Вагущенко Л.Л., Данцевич В.А., Кошевой А.А. – Одесса: ОГМА, 2000. – 120 с.

16. Вагущенко Л.Л. Системы автоматического управление движением судна / Вагущенко Л.Л., Цымбал Н.Н. – Одесса. Феникс, 2007. – 367 с.

17. D. Sundararajan. Control Systems. / D. Sundararajan. – Springer Cham, 2022. – 312 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-98445-8>.

18. Wielgosz M, Pietrzykowski Z. The ship domain in navigational safety assessment. PLoS One. 2022 Apr 26;17(4):e0265681. doi: 10.1371/journal.pone.0265681.

19. Величко О.М. Основи метрології та метрологічна діяльність / Величко О.М., Коцюба А.М., Новиков В.М. – К: Техніка, 2000. – 228 с.

20. Mark Wijtvliet et al. A system For radio-interferometry and radiation measurement on sounding rockets. – Microprocessors and Microsystems, Volume 77, 2020, 103163, ISSN 0141-9331, <https://doi.org/10.1016/j.micpro.2020.103163>.

21. Yevgen Martyn. Optimization of Technological's Processes Industry 4.0 Parameters for Details Manufacturing via Stamping: Rules of Queuing Systems. / Yevgen Martyn, Solomiya Liaskovska, Michal Gregus, Ivan Izonin, Oksana Velyka. – Procedia Computer Science, Volume 191, 2021, Pages 290-295, <https://doi.org/10.1016/j.procs.2021.07.036>.

22. Система космического навигационно-временного обеспечения Украины: состояние и перспективы / А.П. Верещак, П.А. Кот, В.А. Козлов, Е.И. Махонин, К.Ф. Волох. // Косм. наука і технологія. – 2001. – Т.7, №4. – С. 12-16.

23. Воробей В.И. Судовые навигационные радиолокационные станции / Воробей В.И., Доронин В.В., Роднянский Р.А. – К.: КГАВТ, 2005. – 76 с.

24. Гаценко Л.В. Математична модель функціонування інформаційно-діагностичної системи контролю технічного стану засобів водного транспорту // Тези доповідей дев'ятої міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». – Черкаси – Харків – Баку – Бельсько-Бяла. – 2021. – Т. 1. – С. 124.

25. Гаценко Л.В., Федотов Е.Г. Метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту // Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій. – 2021. – Випуск 3 (34). – С. 73-88. – <https://doi.org/10.33298/2226-8553/2021.3.34.09>.

26. Герасимов Б.М. Системи підтримки прийняття рішень: проектування, застосування, оцінка ефективності / Герасимов Б.М., Дивизинюк М.М., Субач І.Ю. // Севастополь: Изд. Центр СНИЯЭ и П, 2004. – 318 с.

27. Герасимов С.В. Метрологічна надійність засобів вимірювальної техніки: навчальн. посіб. / С.В. Герасимов, В.Є. Козлов, Ю.П. Шамаєв. – Х.: ХВУ, 2006. – 175 с.

28. Герасимов С.В. Модель оцінки похибки обробки інформації у

навігаційних системах крилатих ракет в умовах невизначеності / С.В. Герасимов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2019. – № 2 (35). – С. 151–157. – <https://doi.org/10.30748/nitps.2019.35.19>.

29. Гаценко Л.В. Герасимов С.В., Метод повышения надежности радиоэлектронной аппаратуры средств водного транспорта при эксплуатации по техническому состоянию // Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyasının Elmi Əsərləri (Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy). – № 1. – 2021. – С. 118-126.

30. Гаценко Л.В. Герасимов С.В., Напрями розвитку автоматичних систем контролю та діагностування засобів водного транспорту // Міжнародна НМК «Інноваційні технології у військовій освіті». – Одеса: ВА (м. Одеса). – 2021. – С. 105-106.

31. Гаценко Л.В., Герасимов С.В., Кукобко С.В. Обґрунтування вимог до системи контролю технічного стану радіоелектронних систем // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах». – Чернігів: ДНДІ ВіС ОБТ. – 2021. – С. 61.

32. Гаценко Л.В., Герасимов С.В., Нанівський Р.А. Оптимізація засобів вимірювання у складі мобільної контрольно-діагностичної системи // Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ». – Львів: НАСВ. – 2021. – С. 200.

33. Гаценко Л.В. Герасимов С.В., Моделювання генерації сигналів спеціальної форми для контролю технічного стану радіоелектронного обладнання // Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2022): матеріали тез доповідей XI Міжнародної науково-практичної конференції (м. Чернігів, 26–27 травня 2022 р.). – Чернігів: НУ «Чернігівська політехніка», 2022. – Т. 2. – С. 176.

34. Гофман-Велленгоф Б. Навігація. Основні визначення місцеположення та скеровування / Б. Гофман-Велленгоф, К. Легат, М. Візер: пер. с англ. за ред. Я.С. Яцківа. – Львів: ЛНУ ім. Івана Франка, 2006. – 443 с.

35. Weintrit, Adam; Neumann, Tomasz (2011). Methods and Algorithms in

Navigation: Marine Navigation and Safety of Sea Transportation. CRC Press. pp. 139. – ISBN 978-0-415-69114-7.

36. A Coombes, L Barroca, J S Fitzgerlad, J A McDermid, L Spencer and A Saed. Formal Specification of an Aerospace system: the Attitude Monitor. Chapter 13, Application of Formal Methods. M G Hinchey and J P Bowen. Prentice-Hall 1995.

37. Рубіш В.В. Конспект лекцій з курсу «Вища математика». Частина 1 / В.В. Рубіш. – Ужгород: ДВНЗ УжНУ, 2015. – 96 с.

38. Метешкин К.А. Конспект лекций по учебной дисциплине «Основы теории систем» / К.А. Метешкин; Харк. нац. ун-т гор. хоз-ва им. А.Н. Бекетова. – Х.: ХНУГХ, 2014. – 122 с.

39. C. Bai, H. -P. Ren, W. -Y. Zheng and C. Grebogi, "Radio-Wave Communication With Chaos," in IEEE Access, vol. 8, pp. 167019-167026, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3022632.

40. Доронин В.В. Радионавигационные приборы и системы / В.В. Доронин В.В. – К: КГАВТ, 2006. – 472 с.

41. Доценко Б.И. Диагностирование динамических систем / Б.И. Доценко. – К.: Техніка, 1983. – 159 с.

42. Дроб Є.М., Литовченко Д.М., Каплун Є.О., Гаценко Л.В. Метод підвищення надійності модернізованої радіоелектронної апаратури // 7th International Scientific and Practical Conference «International Forum: Problems and Scientific Solutions». – Melbourne, Australia: CSIRO Publishing House, 2021. – Scientific Collection «InterConf» № (53). – Pp.660-668.

43. ДСТУ 2389-94. Технічне діагностування та контроль технічного стану: Терміни та визначення. Чинний з 01.01.1995. – К.: Держстандарт України, 1994. – 24 с.

44. ДСТУ 2708 – 94. Повірка засобів вимірювань. Організація і порядок проведення. – Чинний з 01.01.95. – К.: Держстандарт України, 1994. – 12 с.

45. ДСТУ 2681 – 94. Метрологія. Терміни та визначення. – Чинний з 01.01.95. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.

46. Kisačanin, B., Agarwal, G.C. (2001). Modern control theory. In: Linear Control Systems. The University Series in Mathematics. Springer, Boston, MA. https://doi.org/10.1007/978-1-4615-0553-2_2.

47. Железный Г.М. Судоводителям: Опыт и знание. Практическое пособие / Железный Г.М., Задорожный А.И., Щербак В.Н. – Одесса: Изд-во КП ОГТ, 2008. – 522 с.

48. Железный Г.М. Судоводителям. Что должен знать судоводитель. Практическое пособие / Железный Г.М., Задорожный А.И., Щербак В.Н. – Одесса: Изд-во КП ОГП, 2005. – 444 с.

49. Roger Cochetti, "Introduction to INMARSAT," in Mobile Satellite Communications Handbook, Wiley, 2015, pp.73-101, doi: 10.1002/9781118907658.ch5.

50. W. H. DeLone and E. R. McLean. Information Systems Success Measurement. Foundations and Trends R© in Information Systems, vol. 2, no. 1, pp. 1–116, 2016.

51. Huang Mingjun, Zhao Wei, Hou Guoping, Chen Jun. Virtual Instrument Technology – The Development Direction of Modern Electrical and Electronic Measuring Instruments. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017(03):28-31+61

52. Zhang, P., Zhu, B., Zhao, J. et al. Performance Evaluation Method for Automated Driving System in Logical Scenario. Automot. Innov. 5, 299–310 (2022). <https://doi.org/10.1007/s42154-022-00191-3>.

53. S. Carmignato, L. De Chiffre, H. Bosse, R.K. Leach, A. Balsamo, W.T. Estler. Dimensional artefacts to achieve metrological traceability in advanced manufacturing, CIRP Annals, Volume 69, Issue 2, 2020, Pages 693-716, ISSN 0007-8506, <https://doi.org/10.1016/j.cirp.2020.05.009>.

54. Концепция создания и эксплуатации системы координатно-часового и навигационного обеспечения Украины с применением глобальных навигационных спутниковых систем на период 2006-2011 гг. – Национальное космическое агентство Украины, 2006. – 31 с.

55. Кульнев В.В. Обработка информации вот нескольких контрольно-корректирующих станций при реализации дифференциального режима в ГЛОНАСС и GPS / Кульнев В.В., Куликов А.Ю. // Радиотехника. – 1998. – № 9. – С. 71-78.

56. Kayton, Myron; Walter R. Fried (1997). "4 – Terrestrial Radio-Navigation Systems". Avionics Navigation Systems. John Wiley & Sons. pp. 99–177.

57. Ланчуковский В.И. Риск менеджмент судовой команды / Ланчуковский В.И., Бондаренко А.А. // Автоматика 2008: Доклады XV міжнародної конференції з автоматичного управління. 23-26 вересня 2008 р. – Одеса: ОНМА. – 2008. – С. 74-77.

58. Huang, H.; Xu, H.; Chen, F.; Zhang, C.; Mohammadzadeh, A. An Applied Type-3 Fuzzy Logic System: Practical Matlab Simulink and M-Files for Robotic, Control, and Modeling Applications. Symmetry 2023, 15, 475. <https://doi.org/10.3390/sym15020475>

59. Rell Pros-Wellenhof, Bernhard (2007). Navigation: Principles of Positioning and Guidances. Springer. pp. 5–6. ISBN 978-3-211-00828-7. Bowditch, 2003:799.

60. Zhe Du, Rudy R. Negenborn, Vasso Reppa. Review of floating object manipulation by autonomous multi-vessel systems, Annual Reviews in Control, Volume 55, 2023, Pages 255-278, ISSN 1367-5788, <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2022.10.003>.

61. Мальцев А.С. Управление движением судна / А.С. Мальцев. – Одесса: Весть, 1995. – 235 с.

62. International Convention for the Safety of Life at Sea (SOLAS). International Maritime Organization (IMO). Archived from the original on 7 June 2015. Retrieved 6 April 2013.

63. Convention on the International Regulations for Preventing Collisions at Sea, 1972 (COLREGs) Archived 14 October 2009 at the Portuguese Web Archive, from the IMO (The International Maritime Organisation). Retrieved 13 February 2006.

64. Мелешенко Ю.С. Техніка й закономірності її розвитку / Ю.С. Мелешенко. – К.: Наука, 2005. – 176 с.
65. W. Lizhu et al., "Research and Application of Meteorological Data Transmission System Based on Virtual Desktop," 2019 International Conference on Meteorology Observations (ICMO), Chengdu, China, 2019, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMO49322.2019.9076591.
66. Корощенко М.М. Організація штурманської служби / Навчальний посібник. М.М. Корощенко, А.П. Хапов, А.О. Буга. – Одеса: ІВМС, 2017. – 241 с.
67. Liu J, Liu K, Liu S (2017) Adaptive control for a class of nonlinear complex dynamical systems with uncertain complex parameters and perturbations. PLoS ONE 12(5): e0175730. <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0175730>
68. Chandran Sathish. Adaptive Antenna Arrays / Trends and Applications. – Springer, 2004 – 600 p.
69. Навігаційна річкова карта Канівського водосховища (від Київської ГЕС до Канівської ГЕС). – К.: ДУ «Держгідрографія», ТОВ «Друкарня «Літера», 2007. – 16 с.
70. Наземний радіотехнічний комплекс управління та ідентифікації космічних апаратів: навч. посіб. / А.М. Явтушенко, С.В. Козелков, В.І. Богомья. – К.: НАОУ, 2004. – 40 с.
71. A. Weintrit. Clarification, Systematization and General Classification of Electronic Chart Systems and Electronic Navigational Charts Used in Marine Navigation. Part 1 – Electronic Chart System / A. Weintrit. – the International Journal on Marine Navigation and Safety of Sea Transportation. – Volume 12. – Number 3. – September 2018. – pp. 471-482. DOI: 10.12716/1001.12.03.05
72. НДР «Моделі та методи прогнозування довговічності обладнання засобів річкового та морського транспорту в умовах експлуатації за технічним станом» РК 0120U104335.
73. NAVSTAR GPS Space Segment / Navigation User Interfaces (IS-GPS-

200) // Navstar Global Positioning System, 2004. – 207 p.

74. Cernat, A., & Oberski, D. (2023). Estimating Measurement Error in Longitudinal Data Using the Longitudinal MultiTrait MultiError Approach. *Structural Equation Modeling: A Multidisciplinary Journal*, 30(4), 592–603. <https://doi.org/10.1080/10705511.2022.2145961>

75. Viswanath, A., Kaushal, H., Jain, V. K., et al. (2014). Evaluation of performance of ground to satellite free space optical link under turbulence conditions for different intensity modulation schemes. *Free-Space Laser Communication and Atmospheric Propagation XXVI. International Society for Optics and Photonics*, 2014, 8971: 897106.

76. Katz, Eric; Light, Andrew; Thompson, William (2002). *Controlling technology: contemporary issues* (2nd ed.). Amherst, NY: Prometheus Books. ISBN 978-1573929837

77. Vijayan, D.S.; Sivasuriyan, A.; Devarajan, P.; Krejsa, M.; Chalecki, M.; Żółtowski, M.; Kozarzewska, A.; Koda, E. Development of Intelligent Technologies in SHM on the Innovative Diagnosis in Civil Engineering – A Comprehensive Review. *Buildings* 2023, 13, 1903. <https://doi.org/10.3390/buildings13081903>

78. Пашков Д.П. Космічні навігаційні системи. Аналіз існуючих та перспективи розвитку навігаційних систем в Україні / Пашков Д.П., Козелков С.В. // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІНУ. – 2008. – Вип. 3 (7). – С.16-18.

79. Fu X.R., Xu A.G, Sun W. INS/GNSS integrated navigation algorithm with anti-difference adaptive UKF[J]. *Journal of Navigation and Positioning*, 2017, 5(02): 111-116. DOI: 10.16547/j. cnki.10-1096.20170220.

80. Yuxin Qin, Yu Chen, Signal processing algorithm of ship navigation radar based on azimuth distance monitoring, *Int. J. Metrol. Qual. Eng.* 10, 12 (2019).

81. G Bădescu et al (2020). Aspects on the use of GNSS technology in maritime and fluvial navigation / G Bădescu, A Călina, J Călina, P Săvescu, M Miluț and N I Băbucă. *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.* 916 012005. DOI 10.1088/1757-899X/916/1/012005.

82. Llinas J and Malhotra R (2022) An Expanded Framework for Situation Control. *Front. Syst. Neurosci.* 16:796100. doi: 10.3389/fnsys.2022.796100.

83. Прибилев Ю.Б. Графоаналітичний метод компромісного розподілу витрат на забезпечення запасу точності та надійності елементної бази вимірювальних каналів контрольно-випробувальної станції / Ю.Б. Прибилев, С.В. Герасимов, М.В. Борисенко // Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил. – Х.: ХНУПС. – 2020. – Вип. 4 (6). – С. 100-106. – <https://doi.org/10.30748/zhups.2020.66.14>.

84. Пухов Г.Е. Дифференциальные преобразования функций и уравнений / Пухов Г.Е. – К.: Наукова думка, 1980. – 419 с.

85. Пухов Г.Е. Дифференциальные спектры и модели / Г.Е. Пухов. – К.: Наукова думка, 1990. – 184 с.

86. Пухов Г.Е. Приближенные методы математического моделирования, основанные на применении дифференциальных Т-преобразований / Г.Е. Пухов. – К.: Наукова думка, 1988. – 216 с.

87. Langmaack, H. (2007). On Revival of Algol-Concepts in Modern Programming and Specification Languages. In: Jones, C.B., Liu, Z., Woodcock, J. (eds) *Formal Methods and Hybrid Real-Time Systems. Lecture Notes in Computer Science*, vol 4700. Springer, Berlin, Heidelberg. https://doi.org/10.1007/978-3-540-75221-9_19

88. Powell C. *Radio Navigation - Radio Navigation Systems for Aviation and Maritime Use—A Comparative Study*. Edited by W. Bauss, ix + 195 pages, numerous figures and tables, cloth, 10 × 6½ in., AGARDOgraph 63, Pergamon Press, 1963, 70s. *Journal of Navigation*. 1964;17(1):96-98. doi:10.1017/S0373463300031027.

89. Радіонавігаційний план України: Посібник / За ред. д-ра техн. наук А.А. Кошового. – К.: КВІЦ, 2002. – 77 с.

90. Héctor J. De Los Santos, Christian Sturm, Juan Pontes (2015). *Radio Systems Engineering: A Tutorial Approach*. Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London. pp. 5–6. ISBN 978-3-319-07325-5. DOI 10.1007/978-3-319-

07326-2

91. Acejo, I., Sampson, H., Turgo, N., Ellis, N., Tang, L. The causes of maritime accidents in the period 2002-2016. – Seafarers International Research Centre: Cardiff University, 2018. – 15 p.

92. Aller, D.G.; Lamar, D.G.; Rodriguez, J.; Miaja, P.F.; Romero, V.F.; Mendiola, J.; Sebastian, J. Adapting Techniques to Improve Efficiency in Radio Frequency Power Amplifiers for Visible Light Communications. *Electronics* 2020, 9, 131. <https://doi.org/10.3390/electronics9010131>

93. IMO (2006): Resolution MSC.232(82), Adoption of the Revised Performance Standards for Electronic Chart Display and Information Systems (ECDIS), International Maritime Organisation, London.

94. Guidelines for Standardization. Part 1: Standardization and related activities- General Vocabulary.

95. G. Manoj Someswar, T. P. Surya Chandra Rao, Dhanunjaya Rao Chigurukota. Global Navigation Satellite Systems and Their Applications. – *International Journal of Software and Web Sciences* 3 (1), December-2012-February, 2013, pp. 17-23.

96. Savanevych, V.; Khlamov, S.; Briukhovetskyi, O.; Trunova, T.; Tabakova, I. Mathematical Methods for an Accurate Navigation of the Robotic Telescopes. *Mathematics* 2023, 11, 2246. <https://doi.org/10.3390/math11102246>

97. A. Mehrotra, Simulation and Modelling Techniques for Noise in Radio Frequency Integrated Circuits. PhD thesis, University of California, Berkeley, 1999.

98. Kolen, M.J. and Brennan, R.L. (1995). Test equating: Methods and practices. New York: Springer-Verlag.

99. Тихонов И.В. Пособие судоводителя малотонажного судна / [Тихонов И.В., Корнилов Э.В., Корнилов Э.В. и др.]. – Одесса: Феникс, 2007. – 302 с.

100. Michael Hoppe, Rainer Strenge. Developments in Radio Navigation Systems. / PIANC-World Congress Panama City, Panama 2018. – p. 1-15.

101. Cezary Specht, Adam Weintrit and Mariusz Specht. A History of

Maritime Radio-Navigation Positioning Systems used in Poland The Journal of Navigation, Volume 69, Issue 3, May 2016, pp. 468 – 480. DOI: <https://doi.org/10.1017/S0373463315000879>

102. J. Paul Sims, Joseph Watson. Radio Systems for Short-Range Navigation in Aerospace Navigation Systems, Boston, MA. pp. 141-161. <https://doi.org/https://doi.org/10.1002/9781119163060.ch4>.

103. Ковалевський Е.О., Конін В.В., Погурельський О.С. Використання сигналів різних частот супутника для підвищення точності навігаційних визначень // Вісник НАУ. – 2008. – №1. – С. 8-11.

104. Гофман-Велленгоф Б., Ліхтенеггер Г., Коллінз Д. Глобальна система визначення місцеположення (GPS): Теорія і практика / Пер. з англ., за ред. акад. Я.С. Яцківа. – К.: Наук. думка, 1996. – 391 с.

105. Чарльз Калверт. Delphi 5. Енциклопедія користувача / Чарльз Калверт. – Київ: Изд. ДіаСофт Лтд. – 1996. – 736 с.

106. Чинков В.М. Дослідження марківської моделі експлуатації військових засобів вимірювальної техніки з урахуванням проміжних контрольних перевірок / Чинков В.М., Герасимов С.В., Мельниченко О.Є. // Системи озброєння та військова техніка. – 2005. – Вип. 2. – С. 54-57.

107. Чинков В.Н. Комплексный экономический показатель эффективности метрологического обслуживания сложных технических объектов / Чинков В.Н., Герасимов С.В., Яковлев М.Ю. // Системи обробки інформації. Зб. наук. пр. – 2001. – Вип. 5 (15). – С. 7-12.

108. Чинков В.Н. Комплексная методика оптимизации контролируемых параметров сложных технических объектов / В.Н. Чинков, С.В. Герасимов // Украинский метрологический журнал. – 2003. – № 1. – С. 11-15.

109. Чинков В.М. Варіаційний метод і методики синтезу оптимального вимірювального сигналу для контролю технічного стану системи автоматичного управління / В.М. Чинков, С.В. Герасимов // Український метрологічний журнал. – 2014. – № 1. – С. 59-64.

110. Чинков В.М. Дослідження та обґрунтування критеріїв оптимізації вимірювальних сигналів для контролю технічного стану систем автоматичного управління / В.М. Чинков, С.В. Герасимов // Український метрологічний журнал. – 2013. – № 4. С. 43-47.
111. Jay L. Bucher. The Metrology Handbook / Jay L. Bucher. – ASQ Quality Press, 2012. – 540 p.
112. Elmunim, N. A., Abdullah, M., Hasbi, A. M., & Bahari, S. A. (2015). Comparison of statistical Holt-Winter models for forecasting the ionospheric delay using GPS observations. 94.20. Cf; 91.10. Fc; 95.75. Wx.
113. Congwei Hu. Adaptive Kalman Filtering for Vehicle Navigation / Congwei Hu, Wu Chen, Yongqi Chen and Dajie Liu // Journal of Global Positioning Systems (2003), Vol. 2, No. 1 : 42-47.
114. P. E. Kent, "The global maritime distress and safety system," IEE Colloquium on Marine Control, Communications and Safety, London, UK, 1989, pp. 7/1-7/4.
115. Zhang, Y.; Qiao, Y.; Li, G.; Li, W.; Tian, Q. Random Time Division Multiplexing Based MIMO Radar Processing with Tensor Completion Approach. Sensors 2023, 23, 4756. <https://doi.org/10.3390/s23104756>
116. Miskiv V.-M. A method for nonlinear conjugate scales in a multi-position radar system with ambiguous range measurements / Miskiv V.-M., Prudyus I., Kaniewski P., Pasternak M. – Proceedings of the SPIE, Volume 11442, id. 114420C 7 pp. (2020). DOI:10.1117/12.2564088.
117. Admiralty list of radio signals “Coast radio stations”. Vol. 1(2). NP 281(2). 2000. – p. 361.
118. Admiralty list of radio signals “Global maritime distress and safety system (GMDSS)”. Vol 5. NP 285. 2000. – p. 338.
119. Admiralty list of radio signals “Radio navigational aids electronic position fixing systems and radio time signals”. Vol 2. NP 282. 1999. – p. 368.
120. Aubry A., De Maio A., Huang Y., Piezzo M. and Farina A. A new radar waveform design algorithm with improved feasibility for spectral coexistence, IEEE

Trans. Aerosp. Electron. Syst. 51 (2), 2015, pp. 1029–1038.
<https://doi.org/10.1109/taes.2014.140093>.

121. Coelli T. An Introduction to Efficiency and Productivity Analysis/ T. Coelli, D.S.Prasada Rao, G.E. Battese. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 1998. – p. 275.

122. Daki O., Herasimov S. & Zubrytskyi H. (2020) Digital Correlation Method For Power Measurement. Information Processing Systems, № 4 (163), c. 15–26, <https://doi.org/10.30748/soi.2020.163.02>.

123. Hatsenko L., Herasimov S., Pohasii S. Investigation of the Effect of Harmonic Interference on the Error with Frequency Conversion of Energy Supply Systems on Water Transport Vehicles // CPITS-II-2021: Cybersecurity Providing in Information and Telecommunication Systems, October 26, 2021, Kyiv, Ukraine. 2021. – Pp. 237-243.

124. Hatsenko L., Kyrychenko D., Yakovlev M., Trishch R., Iohov O. and Chernichenko Yu. Investigation of the Influence of Random Interferences on the Error with Frequency Conversion Electrical Signals Information Systems Power Supply // IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, February 22–26, 2022, 864 p. – Pp. 573-577.

125. Hatsenko L., Lutsenko A., Skopintsev O., Pohasii S. Investigation of Measurement Errors of Electrical Signals Characteristics of Energy Supply Systems // ISIT 2021 Short Paper Proceedings of the 2nd International Conference on Intellectual Systems and Information Technologies ("Digital Reality" Forum 2021), Odesa, Ukraine, September 13-19, 2021. – Pp. 184-191.

126. Hatsenko L., Olkhovikov D. Method of representation of radio electronic systems of water vehicles depending on control and diagnostic parameters // Znanstvena misel journal. – 2022. – № 69/2022. – Pp. 37-41. – <https://doi.org/10.5281/zenodo.7009159>.

127. Herasimov S. Measures of efficiency of dimensional control under technical state designation of radio-technical facilities / S. Herasimov, Yu. Shapran,

M. Stakhova // Системи обробки інформації. – Х.: ХНУПС. – 2018. – Вип. 1 (152). – С. 148-154.

128. Herasimov S., Gridina V. Method justification nomenclature control parameters of radio systems and purpose of their permissible deviations. Information processing systems, 2018, № 2 (153), p. 159–164, <https://doi.org/10.30748/soi.2018.153.20>.

129. Herasimov S, Borysenko M., Roshchupkin E. and etc. Spectrum Analyzer Based on a Dynamic Filter, J Electron Test, pp. 357–368, 2021. <https://doi.org/10.1007/s10836-021-05954-0>.

130. Herasimov S., Pavlenko M. & Roshchupkin E. (2020) Aircraft flight route search method with the use of cellular automata. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, 9 (4), p. 5077–5082, <https://doi.org/10.30534/ijatcse/2020/129942020>.

131. IMO, SN/Circ. 213. – Guidance on Chart Datum and Accuracy of Positions on Charts. – 31 May, 2000.

132. International Electrotechnical commission (IEC). Technical committee № 65: Industrial Process Measurement and Control, Sub-Committee 65B.: Devices. IEC1131-Programmable Controllers. Part7 – Fuzzy control Programming Committee Draft Cd.1.0 (Rel.19.Jan.97).

133. ISO 9000:2005. Quality management systems – Fundamentals and Vocabulary. Third edition 2005-05-15.

134. Jablon N.K., Adaptive Beamforming with the Generalized Sidelobe Canceller in presence of Array Imperfection, IEEE Trans. AP – 34, No.8, Aug.1986. – p.p. 996-1012.

135. Laptiev O., Yevseiev S., Hatsenko L., Daki O., Ivanenko V., Fedunov V., Hohoniants S. The method of discretization signals to minimize the fallibility of information recovery // International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS). – Vol. 13. – No 3 (2021). – Pp. 340-348. <https://doi.org/10.54039/ijcnis.v13i3.5070>.

136. Ramakrishnan C.R., Sekar R. Model-Dased Analysis of Configuration

Vulnerabilities – [электронный ресурс] – Режим доступа: [http://seclab.cs.sunisb.edu/sec lab1/pubs/papers/widsoo.pdf](http://seclab.cs.sunisb.edu/sec%20lab1/pubs/papers/widsoo.pdf).

137. Resolution IMO A. 817(19) adopted on 23/11/1995. Performance Standards for Electronic Chart Display and Information Systems (ECDIS). – p. 15.

138. Saddik G.N. Ultra-wideband multifunctional communications/radar system / G.N. Saddik, R.S. Singh, and E.R. Brown // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 7, pp. 1431-1437, July 2007.

139. Shrawan C. Surender. Performance Analysis of Communications & Radar Coexistence in a Covert UWB OSA System / Shrawan C. Surender, Ram M. Narayanan, Chita R. Das // in Proc. GLOBECOM 2010, Miami, FL, USA, doi: 0.1109/GLOCOM.2010.5683837, Dec. 2010.

140. Sheyner O., Wing J., Lippman R., Haines J. Automated Generation and Analysis of Attack Graphs // In 2002 IEEE Symposium on Security and Privacy. – Oakland, California, 2002 – <http://csse.usc.edu>.

141. The Math Works – MATLAB and Simulink for Technical Computing // [электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.mathworks.com>.

142. Williams D., S. Clark, J. Clark. Four-Element Adaptive Array Evaluation for United States Navy Airborne Applications. ION GPS 2000, 19-22 September 2000, Salt Lake City, UT.

ДОДАТОК А

Список опублікованих праць за темою дисертації

Статті в наукових фахових виданнях України:

1. Laptiev O., Yevseiev S., Hatsenko L., Daki O., Ivanenko V., Fedunov V., Hohoniants S. The method of discretization signals to minimize the fallibility of information recovery // International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS). – Vol. 13. – No 3 (2021). – Pp. 340-348. – <https://doi.org/10.54039/ijcnis.v13i3.5070>. – Наукометрична база Scopus. (3 кuartиль) <https://www.ijcnis.org/index.php/ijcnis/article/view/5070>

2. Гаценко Л.В., Федотов Е.Г. Метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту // Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій. – 2021. – Випуск 3 (34). – С. 73-88. — *Фахове видання України*. <https://vt.duit.in.ua/index.php/home/article/view/191>
<https://doi.org/10.33298/2226-8553/2021.3.34.09>.

3 Гаценко Л. В., Чередник В. М. Дослідження імітаційної моделі дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації. // Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій. 2023. № 2(38). С. 13–26. URL: <https://doi.org/10.33298/2226-8553.2023.2.38.02> .
<https://vt.duit.in.ua/index.php/home/article/view/278>

4 Гаценко Л. В. Дослідження параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту. *Водний транспорт. Збірник наукових праць Державного університету інфраструктури та технологій*. 2024. No 1 (39). С. 237–242. <https://vt.duit.in.ua/index.php/home/article/view/340/297> doi.org/10.33298/2226-8553.2024.1.39.24

Опубліковані праці апробаційного характеру:

1. Герасимов С.В., Гаценко Л.В., Кукобко С.В. Обґрунтування вимог до системи контролю технічного стану радіоелектронних систем // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах». – Чернігів: ДНДІ ВіС ОБТ. – 2021. – С. 61. (02-03 вересня 2021).

2. Герасимов С.В., Гаценко Л.В., Нанівський Р.А. Оптимізація засобів вимірювання у складі мобільної контрольно-діагностичної системи // Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ». – Львів: НАСВ. – 2021. – С. 200. (м. Львів, 14 трав. 2021 р.).

3. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Напрями розвитку автоматичних систем контролю та діагностування засобів водного транспорту // Міжнародна НМК «Інноваційні технології у військовій освіті». – Одеса: ВА (м. Одеса). – 2021. – С. 105-106. (25 червня 2021 року).

4. Гаценко Л.В. Математична модель функціонування інформаційно-діагностичної системи контролю технічного стану засобів водного транспорту // Тези доповідей дев'ятої міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». – Черкаси – Харків – Баку – Бельсько-Бяла. – 2021. – Т. 1. – С. 124. (18 – 19 листопада 2021 року).

5. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Моделювання генерації сигналів спеціальної форми для контролю технічного стану радіоелектронного обладнання // Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2022): матеріали тез доповідей XI Міжнародної науково-практичної конференції (м. Чернігів, 26–27 травня 2022 р.). – Чернігів: НУ «Чернігівська політехніка», 2022. – Т. 2. – С. 176.

6. Hatsenko L., Kyrychenko D., Yakovlev M., Trishch R., Iohov O. and Chernichenko Yu. Investigation of the Influence of Random Interferences on the Error with Frequency Conversion Electrical Signals Information Systems Power Supply // IEEE Proceedings of 16th International on Advanced Trends in

Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, February 22–26, 2022, 864 p. – Pp. 573-577. – *Наукометрична база Scopus*.

7. Hatsenko L., Lutsenko A., Skopintsev O., Pohasii S. Investigation of Measurement Errors of Electrical Signals Characteristics of Energy Supply Systems // ISIT 2021 Short Paper Proceedings of the 2nd International on Intellectual Systems and Information Technologies ("Digital Reality" Forum 2021), Odesa, Ukraine, September 13-19, 2021. – Pp. 184-191. – *Наукометрична база Scopus*. 10.1109/TCSET55632.2022.9766968

8. Hatsenko L., Herasimov S., Pohasii S. Investigation of the Effect of Harmonic Interference on the Error with Frequency Conversion of Energy Supply Systems on Water Transport Vehicles // CPITS-II-2021: Cybersecurity Providing in Information and Telecommunication Systems, October 26, 2021, Kyiv, Ukraine. 2021. – Pp. 237-243. – *Наукометрична база Scopus*.

9.: Дроб Є.М., Литовченко Д.М., Каплун Є.О., Гаценко Л.В. Метод підвищення надійності модернізованої радіоелектронної апаратури // 7th International Scientific and Practical Conference «International Forum: Problems and Scientific Solutions». – Melbourne, Australia: CSIRO Publishing House, 2021. – Scientific Collection «InterConf» № (53). – Pp.660-668. (April 25-26, 2021). – *Збірник матеріалів міжнародної конференції у країні ОЕСР*.

Наукові праці, які додатково відображають результати дисертації:

1. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Метод повышения надежности радиоэлектронной аппаратуры средств водного транспорта при эксплуатации по техническому состоянию // Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyasının Elmi Əsərləri (Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy). – № 1. – 2021. – С. 118-126. – *Иноземне фахове видання*.

2 Hatsenko L., Olkhovikov D. Method of representation of radio electronic systems of water vehicles depending on control and diagnostic parameters // Znanstvena misel journal. – 2022. – № 69/2022. – Pp. 37-41. – <https://doi.org/10.5281/zenodo.7009159>. – *Науковий журнал країни ЄС*.

ДОДАТОК Б




МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФРАСТРУКТУРИ ТА ТЕХНОЛОГІЙ
(ДУІТ)

Вул. Кирилівська, 9 м. Київ, 04071 тел./факс: (044) 463-74-70, 482-51-26
 E-mail: duit@duit.edu.ua Код ЄДРПОУ 41330257

«28» 02 2024 № 184/01-11

УЗГОДЖЕНО

Проректор з науково-педагогічної роботи

 **Юрій ДУДНИК**

ЗАТВЕРДЖУЮ



Олена БРАЙКОВСЬКА

АКТ

про впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи
ГАЦЕНКО Лариси на тему «**Методи обґрунтування параметрів контролю та
 діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на
 стан експлуатації**»

Цей акт складено про те, що наукові дослідження за темою дисертаційної роботи **ГАЦЕНКО Лариси** на тему «**Методи обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на стан експлуатації**» використовуються в навчальному процесу факультету судноводіння на кафедрі навігації і управління суднами при викладанні дисциплін «Забезпечення навігаційної безпеки плавання» та «Радіонавігаційні прилади та системи» для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти за спеціальністю 271 Морський та внутрішній водний транспорт.

Директор Київського інституту водного транспорту імені гетьмана
Петра Конашевича-Сагайдачного,
 доктор технічних наук, професор

Декан факультету судноводіння,
 кандидат юридичних наук, доцент



Олена ТИМОЩУК



Олександр ЄЛЄАЗАРОВ

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор державного підприємства водних шляхів «УКРВОДШЛЯХ»

Юрій ФЕУШЕНКО

« 30 » 11 2023 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи

Гаценко Лариси Володимирівни

на тему «Методи обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на стан експлуатації»
на здобуття наукового ступеня доктора філософії зі спеціальності
271 – Морський та внутрішній водний транспорт

У дисертаційній роботі Гаценко Л.В. на тему «Методи обґрунтування параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на стан експлуатації» розв'язане актуальне наукове завдання розробки методів вибору параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту для підвищення достовірності визначення їх технічного стану.

Практичне значення отриманих здобувачкою Гаценко Л.В у роботі результатів полягає у запропонованому методичному забезпеченні для визначення номенклатури параметрів контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту. Саме ці результати дають можливість визначити таку номенклатуру параметрів для контролю та діагностування, використання якої підвищить достовірність визначення технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації.

Запропонований у дисертаційній роботі метод синтезу вимірювальних сигналів на основі трикутної час-імпульсної модуляції для контролю технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту та результати дослідження похибок вимірювання характеристик електричних сигналів апаратури енергопостачання засобів водного транспорту на достовірність контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем є підґрунтям до синтезу сучасної контрольної-діагностичної апаратури.

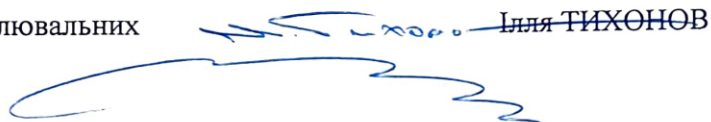
Матеріали дисертаційної роботи Гаценко Л.В. є актуальними, мають вагомий теоретичний та практичний значення, оскільки дозволять скоротити час технічного обслуговування засобів водного транспорту за рахунок зменшення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем і підвищити його достовірність.

Заступник директора з безпеки судноплавства, к.т.н., доцент



Володимир ДОРОНІН

Начальник служби днопоглиблювальних робіт, д.т.н., с.н.с., к.д.п.



Ілля ТИХОНОВ

« 30 » 11 2023 р.