МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Кваліфікаційна наукова праця
На правах рукопису

НЕВГОД МАКСИМ ЮРІЙОВИЧ

УДК 621.396.2

ДИСЕРТАЦІЯ

МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ РОБОТИ СИСТЕМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»
Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії.

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

_____М.Ю. Невгод
(підпис)

Науковий керівник: ТУРОВСЬКИЙ Олександр Леонідович, доктор технічних наук, професор.

Київ – 2023

АНОТАЦІЯ

Невгод М.Ю. Методика підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 – «Телекомунікації та радіотехніка». – Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій Міністерства освіти і науки України, Київ, 2023.

У дисертаційній роботі вирішується актуальне науково-технічне завдання щодо підвищення показників якості роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Для ефективної роботи системи синхронізації необхідно безпосередньо забезпечити високу точність та швидкодію її функціонування як в сталому так і в перехідному режимах стеження за несучої частоти.

Метою дисертаційної роботи є підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Для досягнення поставленої мети і вирішення зазначеного завдання в роботі вирішені наступні наукові задачі:

1. проведено аналіз можливих шляхів підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

2. розроблено математичну модель мінімізації фазової помилки системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в перехідних режимах стеження за несучою частотою з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників;

3. розроблено методику синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

4. проведено аналіз ефективності розроблених моделей та методик синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів при умові мінімізації дисперсії фазової в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Об'єктом дослідження є процес прийому вхідного сигналу когерентним демодулятором супутникової телекомунікації.

Предметом дослідження є методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідному режимі стеження за несучою частотою.

У дисертаційній роботі нові наукові результати й висновки отримані на єдиній методологічній основі математичного аналізу й синтезу складних технічних систем. Використовувалися сучасні і класичні методи теорії сигналів і систем, методи спектральної теорії, методи теорії інваріантності, методи математичного й системного аналізу, методи теорії зв’язку, теорії ймовірності і математичної статистики.

Вірогідність наукових результатів, висновків та рекомендацій, викладених у дисертаційній роботі, обґрунтовано коректним використанням математичного апарату та моделюванням на ЕОМ.

У процесі теоретичних досліджень і моделювання у дисертаційній роботі одержані наступні нові наукові результати, а саме:

1. Набув подальшого розвитку метод оцінки можливості систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій до підвищення якості функціонування, який, на відміну від відомих, забезпечує більш стійке функціонування систем фазової синхронізації в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

2. Удосконалено модель підвищення точності роботи комбінованої системи фазової синхронізації при умові обмеження перехідної складової

фазової помилки з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників;

3. Вперше розроблено методику синтезу системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації, яка, на відміну від існуючих, дозволяє розробити комбіновану схему системи фазової синхронізації з змінною структурою при умові мінімізації фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення систем супутникових телекомунікацій полягає у тому, що запропоновані в дисертаційній роботі моделі та методи можуть стати основою для створення практично реалізованих схем систем фазової синхронізації, які спроможні забезпечити підвищення точності роботи когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Розроблено модель мінімізацію середньоквадратичної помилки комбінованої системи фазової синхронізації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки, яка дозволяє синтезувати комбіновані системи синхронізації з підвищеним до другого та вище порядком астатизму в порівняння з існуючими системами синхронізації замкнутого типу;

Розроблена в роботі методика синтезу системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації завдяки змінні структурі розімкнутого зв’язку дозволяє до 2-3 раз зменшити час перехідного процесу та до 18-20% знизити перехідну складову фазової помилки в порівняння з існуючими системами синхронізації замкнутого типу.

Дисертаційна робота складається з вступу та трьох розділів в яких логічно, на високому науково-технічному рівні викладено рішення поставленої задачі дослідження.

В першому розділі проведено аналіз підходів до побудови систем синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій, встановлені шляхи та напрямки підвищення точності роботи системи

синхронізації в перехідних режимах стеження за несучою частотою, визначена мета та наукові завдання дослідження.

В другому розділі розроблено модель синтезу розімкнутого зв'язку системи синхронізації зі змінною структурою при умові зменшення перехідної складової фазової помилки.

В третьому розділі розроблено методику побудови системи синхронізації когерентного демодулятора при умові мінімізації фазової помилки в режимі стеження за несучою частотою в перехідних режимах прийому вхідного сигналу.

Дисертація виконувалась в Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій.

Обраний напрям досліджень відповідає тематиці науково-дослідних робіт Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій.

Результати дисертаційної роботи знайшли застосування в науково-дослідних роботах, а саме: "Дослідження надійності телекомунікаційних мереж" (РК № 0114U000404), "Методика розробки безпроводової мережі високої щільності на базі технології Aruba Instans" (РК № 0118U004553). Результати дисертаційної роботи впроваджено в навчальний процес Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій при підготовці кваліфікаційних дипломних та курсових робіт та при викладанні навчальних дисциплін: «Телекомунікаційні системи передачі даних», «Проектування телекомунікаційних систем та мереж».

Ключові слова: супутникова телекомунікація, когерентний прийом, оцінка частоти та демодуляція вхідного сигналу, системи синхронізації вхідного сигналу, синтез розімкнутого зв'язку, перехідна складова фазової помилки.

ANNOTATION

Nevgod M.Y. The method of increasing the accuracy of the system of phase synchronization of coherent demodulators of satellite telecommunications in the transient modes of tracking the carrier frequency - Qualification scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Philosophy in specialty 172 - "Telecommunications and radio engineering". - State University of Information and Communication Technologies of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2023.

The thesis solves the actual scientific and technical task of improving the accuracy of the phase synchronization systems of satellite telecommunications in the transient modes of tracking the carrier frequency.

For the effective operation of the synchronization system, it is necessary to directly ensure the high accuracy and speed of its operation both in steady and transient modes of monitoring the carrier frequency.

The aim of the dissertation work is to improve the accuracy of satellite telecommunications phase synchronization systems in transient carrier frequency tracking modes.

To achieve the set goal and solve the specified task, the following scientific problems are solved in the work:

1. an analysis of possible ways of increasing the accuracy of the system of phase synchronization of coherent demodulators of satellite telecommunications in transient modes of tracking the carrier frequency was carried out;

2. a mathematical model for minimizing the root mean square error of the system of phase synchronization of coherent demodulators in transient modes of tracking the carrier frequency was developed, taking into account the nature of the influence of external and internal negative factors;

3. the method of synthesis of the system of phase synchronization of coherent demodulators under the condition of minimizing the dispersion of the

phase error in the transient modes of tracking the carrier frequency has been developed;

4. the analysis of the effectiveness of the developed models and methods of synthesis of the system of phase synchronization of coherent demodulators under the condition of minimizing the phase dispersion in the transient modes of tracking the carrier frequency was carried out.

The object of research is the process of receiving an input signal by a coherent demodulator of satellite telecommunications.

The subject of the study is methods of increasing the accuracy of phase synchronization systems of coherent demodulators of satellite telecommunications in the transient mode of tracking the carrier frequency.

In the dissertation work, new scientific results and conclusions are obtained on a single methodological basis of mathematical analysis and synthesis of complex technical systems. Modern and classical methods of signal and system theory, methods of spectral theory, methods of invariance theory, methods of mathematical and system analysis, methods of communication theory, probability theory and mathematical statistics were used.

The plausibility of scientific results, conclusions and recommendations presented in the dissertation is substantiated by the correct use of mathematical apparatus and computer simulation.

In the process of theoretical research and modeling in the dissertation, the following new scientific results were obtained, namely:

1. The method of assessing the ability of phase synchronization systems of satellite telecommunications to improve the quality of functioning has been further developed, which, unlike the known ones, ensures more stable functioning of phase synchronization systems in transient modes of tracking the carrier frequency;

2. The model for improving the accuracy of the combined phase synchronization system under the condition of limiting the transient component of the phase error, taking into account the nature of the influence of external and internal negative factors;

3. For the first time, a methodology for the synthesis of the phase synchronization system of satellite telecommunications was developed, which, unlike the existing ones, allows to develop a combined scheme of the phase synchronization system with a variable structure under the condition of minimizing the phase error in the transient modes of tracking the carrier frequency.

The practical significance of the obtained results in the field of development and creation of satellite telecommunications systems lies in the fact that the models and methods proposed in the dissertation work can become the basis for the creation of practically implemented schemes of phase synchronization systems that are capable of increasing the accuracy of the operation of coherent demodulators of satellite telecommunications in transient tracking modes by carrier frequency.

A model has been developed for minimizing the root mean square error of the combined phase synchronization system under the condition of limiting the transient component of the phase error, which allows synthesizing combined synchronization systems with an increased to the second and higher order of astatism in comparison with existing closed-type synchronization systems;

The method of synthesis of the phase synchronization system of satellite telecommunications developed in the work, thanks to the variable structure of open communication, allows to reduce the time of the transition process by 2-3 times and to reduce the transient component of the phase error by 18-20% in comparison with existing closed-type synchronization systems.

The dissertation consists of an introduction and three sections in which the solution to the research problem is laid out logically, at a high scientific and technical level.

In the first chapter, an analysis of approaches to the construction of synchronization systems of coherent demodulators of satellite telecommunications was carried out, the ways and directions of improving the accuracy of the synchronization system in transient modes of carrier frequency tracking were established, the goal and scientific tasks were determined.

In the second section, a model for the synthesis of open communication of the synchronization system with a variable structure is developed under the condition of reducing the transient component of the phase error.

In the third section, the technique of building a coherent demodulator synchronization system under the condition of minimizing the phase error in the mode of tracking the carrier frequency in the transient modes of receiving the input signal is developed.

The dissertation was performed at the State University of Information and Communication Technologies.

The chosen direction of research corresponds to the topic of research works of the State University of Information and Communication Technologies.

The results of the dissertation were used in research works, namely: "Study of the reliability of telecommunication networks" (RC No. 0114U000404), "Methodology for the development of a high-density wireless network based on Aruba Instans technology" (RC No. 0118U004553). The results of the dissertation work were implemented in the educational process of the State University of Information and Communication Technologies in the preparation of qualifying diploma and course works and in the teaching of educational disciplines: "Telecommunications data transmission systems", "Designing telecommunications systems and networks".

Key words: satellite telecommunications, coherent reception, frequency estimation and input signal demodulation, input signal synchronization systems, open-loop synthesis, phase error transient.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у фахових виданнях, що входять до переліку, затвердженого МОН України

1. В.І. Кравченко, М.Ю. Невгод. Інваріантний підхід до зменшення перехідної складової фазової помилки системи синхронізації в режимі стеження за несучою частотою. *Звя'зок.* №1(155), С. 37-44, 2022. https://doi.org/10.31673/2412-9070.2022.013946

2. В.І. Кравченко, М.Ю. Невгод. А. Г. Захаржевський Моделювання впливу негативних внутрішніх факторів на показники роботи системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в сталих та перехідних режимах оцінки несучої частоти. Звя'зок. №2 (156), С. 55-62, 2022. https://doi.org/10.31673/2412-9070.2022.025561

3. Т.В. Мелешко, М.Ю. Невгод. Модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Звя'зок. *№2 (162), С. 31-36, 2023.* https://doi.org/10.31673/2412-9070.2023.023136

4. М.Ю. Невгод, В.О. Дробик. Методика синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів зі змінною структурою розімкнутого зв’язку. Звя'зок. №4(164), С. 25-29, 2023. https://con.dut.edu.ua/index.php/communication/article/view/2697/2599 https://doi.org/10.31673/2412-9070.2023.045060

5. М.Ю. Невгод. Мінімізація середньоквадратичної помилки системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки. *Телекомунікаційні та інформаційні технології.* №3(80), С. 19-25, 2023. https://doi.org/10.31673/2412-4338.2023.032230

Матеріали й тези доповідей на конференціях

6. O. Turovsky, M. Nevgod «Methodological approach to the synthesis of open communication with a variable structure in the synchronization system of a coherent demodulator of satellite telecommunications.», *ICT infrastructure as a basis forndigital economy*: ITU Workshop for Europe and CIS Region, Ukraine, Kyiv, 15 December 2021. P. 63-65.

7. Maksim Nevgod, Oleksandr Turovsky at all «Improvement of the methodology for evaluating the carrier frequency of the signal during data transmission in telecommunication control and distance learning systems». *The III international scientific – practical conference – modern information, measurement, and control systems: problems, applications and perspectives 2022 (MIMCS' - 2022)*. November 04-05, 2022 Antalya, Türkiye. P. 105-115.

8. О. Туровський, М. Невгод та інші. Перспективи зменшення впливу направлених кібератак методами підвищення завадостійкості сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Міжнародної науково-технічної конференції "АВІА-2023", Україна, Київ, 18-20 квітня 2023 р. М-во освіти і науки України, Київ, НАУ, ФКПІ, 2023. С. 234-237.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ……..... 14

ВСТУП ……. 15

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ МОЖЛИВИХ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ РОБОТИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ…….. 22

1.1 Процес стеження за несучою частотою системою фазової синхронізації когерентного демодулятора без врахування шуму…… 22

1.2 Аналіз процесів забезпечення точності роботи замкнутої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації …… 27

1.3 Процеси підвищення точності роботи комбінованої системи фазової синхронізації в сталих та перехідних режимах демодуляції вхідного сигналу…….. 34

1.4 Висновки до першого розділу ……... 42

РОЗДІЛ 2. СИНТЕЗ СИСТЕМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ ПРИ УМОВІ ЗМЕНЬШЕННЯ ПЕРЕХІДНОЇ СКЛАДОВОЇ ФАЗОВОЇ ПОМИЛКИ …….. 44

2.1 Інваріантний підхід до зменшення перехідної складової фазової помилки системи синхронізації в режимі стеження за несучою частотою …….. 44

2.2. Методика підвищення точності роботи комбінованої системи синхронізації при обмеженні перехідної складової фазової помилки з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішні х негативних чинників ……... 60

2.2.1. Модель мінімізації дисперсії фазової помилки комбінованої системи синхронізації ……. 60

2.2.2 Модель оцінки обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на процес мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації…….. 73

2.2.3 Модель оцінки впливу відхилень параметрів каналів обробки вхідного сигналу на фазову помилку комбінованої системи синхронізації ……... 81

2.3. Висновки по розділу……... 89

РОЗДІЛ 3. МЕТОДИКА ПОБУДОВИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ ЗІ ЗІМІННОЮ СТРУКТУРОЮ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ ПРИЙОМУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ…….. 90

3.1. Аналіз моделі синтезу розімкнутого зв’язку системи синхронізації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки …… 90

3.2. Модель синтезу оптимальної по швидкодії системи синхронізації зі змінною структурою розімкнутого зв’язку ……. 115

3.3 Висновки по розділу……... 122

ВИСНОВКИ …… 123

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ……..... 125

ДОДАТКИ…… 134

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Система синхронізації закритого типу	ЗСС
Комбінована система синхронізації	КСС
Середньоквадратична помилка	СКП
Фазова модуляція	ФМ
Відновлення несучої частоти	ВНЧ
Фазова автопідстройка частоти	ФАПЧ
Узгоджений фільтр	УФ
Генератор, що підстроюється	ПГ
Фазовий детектор	ФД
Ідеальний фільтр	ІФ
Пропорційно-інтегруючий фільтр	ПІФ

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Для забезпечення соборності, незалежності і державного суверенітету, Україна повинна підвищувати рівень економічного і промислового потенціалу держави та покращувати рівень народного добробуту. Одним із напрямків такої діяльності є забезпечення інфраструктури України системами та мережами сучасного швидкісного зв’язку. Що вимагає розвитку та удосконалення одного з основних ключових елементів інфраструктури а саме швидкісних супутникових телекомунікацій.

Вирішення завдання подальшого підвищення ефективності супутникових телекомунікацій безпосередньо залежить від якості функціонування систем і пристроїв, що входять до їх складу. Одним з таких пристроїв, робота якого безпосередньо впливає на якість та динаміку прийому та демодуляцію вхідного сигналу супутникової телекомунікації є системи синхронізації когерентного демодулятора з її складу.

Робота системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації характеризується впливом ряду зовнішніх збурень та шумів на якість її параметрів її функціонування. А саме адитивного флуктуаційного шуму, збурення корисної кутовий модуляції (в разі фільтрації несучої частоти), стрибків фази і частоти та інших. Для супутникових телекомунікацій, основними зовнішніми збуреннями є адитивний гауссовский шум і допплерівські зміщення частоти.

Поряд з зовнішнім впливом на якість роботи системи фазової синхронізації можуть чинити і внутрішні перешкоди та збурення різного характеру, які, по суті формують певний перелік негативних внутрішніх факторів.

Необхідно зазначити, що, для ефективної роботи системи синхронізації також необхідно забезпечити високу точність її функціонування як в сталому так і в перехідному режимах стеження за несучої частоти. Тобто, перехідний

режим та пов’язаний з ним очевидний його вплив на фазову помилку та динаміку системи можна віднести теж до внутрішніх негативних факторів.

У наукових роботах, що вирішують завдання по побудові систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів описані дослідження, спрямовані в основному на розробку перспективних систем синхронізації через синтез розімкнутого зв’язку. Такий метод забезпечує необхідний порядок астатизму системи синхронізації та дозволяє мінімізувати дисперсію фазової помилки і підвищити динаміку системи в сталому та перехідному режимах прийому вхідних сигналів. Запропонований метод реалізуються через включення в схему системи синхронізації ланки простого розімкнутого зв’язку в вигляді фазового дискримінатора, який має відповідну форму нормованої статичної характеристики та значно фіксовані параметри часу і посилення, що входять в рівняння динаміки системи синхронізації. Визначена таким чином реалізація ланки розімкнутого зв’язку має певні обмеження по подальшій мінімізації дисперсії фазової помилки та підвищення динаміки системи, що загалом впливає на подальший розвиток сучасних супутникових телекомунікацій, спроможних за короткий термін часу здійснити якісний прийом великих масивів радіотехнічних сигналів в сталих та перехідних режимах роботи. При цьому, необхідно прийняти до уваги те, що потенційне підвищення швидкості обробки вхідного сигналу супутникової телекомунікацією має обмеження, що визначаються значенням часу перехідного процесу в системі. Дані обставини вимагають мінімізації часу перехідного процесу. Вказана мінімізація має обмеження по параметрам простої ланки розімкнутого зв’язку і може бути реалізована зміною параметрів вказаної ланки через розробку більш складної її структури. Тобто, через синтез розімкнутого зв’язку зі змінною структурою.

Завдання по побудові комбінованих систем синхронізації на основі синтезу більш складних схем ланки розімкнутого зв'язку зі змінною структурою та з логічними пристроями, що дозволяють підвищити порядок астатизму системи, зменшити дисперсію постійної і перехідної помилок в

процесі високої швидкості відстеження несучої частоти в перехідних режимах на даний час не вирішувалися та є актуальною науковою задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційне дослідження відповідає вимогам статті 5 Закону України «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки» від 11 липня 2001 рок № 2623-III (зі змінами та доповненнями від 29.01.2021 р.), пункту першого розділу другого «Переліку пріоритетних тематичних напрямів наукових досліджень і науково-технічних розробок на період до 2021 року», затвердженого Постановою КМУ від 7 вересня 2011 р. № 942.

Результати дисертаційної роботи знайшли застосування в науково-дослідних роботах: “Дослідження надійності телекомунікаційних мереж” (РК № 0114U000404); “Методика розробки безпроводової мережі високої щільності на базі технології Aruba Instans” (РК № 0118U004553).

Результати дисертаційної роботи впроваджено в навчальний процес Державного університету телекомунікацій при підготовці кваліфікаційних дипломних та курсових робіт та при викладанні навчальних дисциплін: «Телекомунікаційні системи передачі даних», «Проектування телекомунікаційних систем та мереж (Акт реалізації від 20.10.2023 №1/23).

Метою дисертаційної роботи є підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Для досягнення поставленої мети і вирішення зазначеного завдання необхідно вирішити наступні наукові задачі:

Для вирішення вказаного задання необхідно:

–здійснити аналіз можливих шляхів підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

– розробити математичну модель підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в перехідних режимах

стеження за несучою частотою з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників;

– розробити методику синтезу системи фазової синхронізації з ланкою розімкнутого зв’язку, що забезпечує мінімізацію фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

– провести аналіз ефективності розроблених моделей та методик синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів при умові мінімізації фазової в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Об'єктом дослідження є процес прийому вхідного сигналу когерентним демодулятором супутникової телекомунікації.

Предметом дослідження є методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідному режимі стеження за несучою частотою.

Методи досліджень. У дисертаційній роботі нові наукові результати й висновки отримані на єдиній методологічній основі математичного аналізу й синтезу складних технічних систем. Використовувалися сучасні і класичні методи теорії сигналів і систем, методи спектральної теорії, методи теорії інваріантності, методи математичного й системного аналізу, методи теорії зв’язку, теорії ймовірності і математичної статистики.

Вірогідність наукових результатів, висновків та рекомендацій, викладених у дисертаційній роботі, обґрунтовано коректним використанням математичного апарату та моделюванням на ЕОМ.

Наукова новизна одержаних результатів. У процесі теоретичних досліджень і моделювання у дисертаційній роботі одержані наступні нові наукові результати, а саме:

1. Набув подальшого розвитку метод оцінки можливості систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій до підвищення якості функціонування, який, на відміну від відомих, забезпечує більш стійке функціонування систем фазової синхронізації в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

2. Удосконалено модель підвищення точності роботи комбінованої системи фазової синхронізації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки, яка, на відміну від існуючих враховує характер впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників;

3. Вперше розроблено методику синтезу системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації, яка дозволяє розробити комбіновану схему системи фазової синхронізації з змінною структурою при умові мінімізації фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення систем супутникових телекомунікацій полягає у тому, що запропоновані в дисертаційній роботі моделі та методи можуть стати основою для створення практично реалізованих схем систем фазової синхронізації, які спроможні забезпечити підвищення точності роботи когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

1. Розроблено модель мінімізацію середньоквадратичної помилки комбінованої системи фазової синхронізації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки, яка дозволяє синтезувати комбіновані системи синхронізації з підвищеним до другого та вище порядком астатизму в порівняння з існуючими системами синхронізації замкнутого типу;

2. Розроблена в роботі методика синтезу системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації завдяки змінні структурі розімкнутого зв’язку дозволяє до 2-3 раз зменшити час перехідного процесу та до 18-20% знизити перехідну складову фазової помилки в порівняння з існуючими системами синхронізації замкнутого типу.

Практична цінність роботи підтверджена актом впровадження основних результатів дослідження у навчальний процес, Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. У додатку до дисертаційної роботи представлені документи, що підтверджують практичне використання результатів дисертаційної роботи.

Особистий внесок здобувача. Наукові положення та результати дисертації отримані автором самостійно. Особисто автором здійснена розробка загальної концепції дисертації, вибір об’єктів, визначено мету та задачі роботи, обрано та обґрунтовано методи досліджень.

В дисертаційній роботі узагальнено результати досліджень, виконаних автором самостійно та подано в роботах [5,6] і опублікованих в співавторстві в роботах [1-4,7,8].

У опублікованих у співавторстві роботах автором дисертації зроблено такий особистий внесок. В [1] подано особисто встановлені особливості втілення та реалізації інваріантного підходу до зменшення перехідної складової фазової помилки системи синхронізації в режимі стеження за несучою частотою. В [2] подано особисто розроблену модель впливу негативних внутрішніх факторів на показники роботи системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в сталих та перехідних режимах оцінки несучої частоти. В [3] подано особистого розроблену модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. В [4] подано особистого розроблену методику синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів зі змінною структурою розімкнутого зв’язку. В [7] проаналізовано особливості забезпечення завадостійкість систем виділення несучої частоти когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в сталих та перехідних режимах оцінки несучої частоти. В [8] подано результати оцінки впливу зовнішніх факторів впливу на несучу частоту вхідного сигналу на фазову помилку системи синхронізації когерентного демодулятора.

Апробація результатів дисертації. Основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації, які одержані в ході роботи, апробовані та оприлюднені: в ході регіонально міжнародна науково-технічна конференція МСЕ для країн Європи і СНД «Цифрова трансформація на

основі інновацій у сфері ІКТ для розвитку цифрової економіки», (Київ, ДУТ, 15.12.2021); в ході The III international scientific – practical conference – modern information, measurement, and control systems: problems, applications and perspectives 2022 (MIMCS' - 2022). November 04-05, 2022 Antalya, Türkiye; в ході міжнародної науково-технічної конференції "АВІА-2023", Україна, Київ, 18-20 квітня 2023 р. М-во освіти і науки України, Київ, НАУ, ФКПІ, 2023. С. 234-237.

Крім того, основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації також апробовано на міжкафедральному семінарі Навчально-наукового інституту телекомунікацій Державного університету інформаційно-телекомунікаційних технологій.

Публікації. Основні наукові положення та результати дисертаційного дослідження опубліковано в 8 наукових працях. У томи числі: в 5 наукових статтях у періодичних виданнях України включених до "Переліку наукових фахових видань України", 3 тезах доповіді, поданих в матеріали міжнародних конференцій та семінарів.

Структура дисертації та її обсяг. Дисертаційна робота складається з анотації, змісту, переліку умовних скорочень вступу, трьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків і має 123 сторінки основного тексту, 18 рисунків та таблиць, 2 сторінки додатків. Список використаних джерел містить 69 найменувань і займає 9 сторінок. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 135 сторінок.

РОЗДІЛ 1.
АНАЛІЗ МОЖЛИВИХ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ РОБОТИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ

1.1 Процес стеження за несучою частотою системою фазової синхронізації когерентного демодулятора без врахування шуму

Наукові дослідження проблем передачі данних, пошук шляхів і методів підвищення ефективнності використання засобів зв'язку, є ннадзвичайнно важливими для вирішення завданнями, що стоять перед сучаснним системами зв’язку та телекомуннікації. Успішнне вирішення завдання подальшого підвищення ефективнності систем зв'язку багато в чому залежить від якості фуннкціоннування систем і пристроїв, що входять до їх складу. У різнні радіотехннічнні пристрої технніки зв'язку, радіолокації і управління а також в пристрої точнного магннітнного запису широко впровадженні системи фазової синнхроннізації. Зокрема, в фазокогереннтнних системах телекомуннікації і управління вонни застосовуються для відннновлення ннесучої і тактовою частот та для когереннтнної демодуляції анналогових і цифрових сигнналів з кутовою модуляцією [9,10].

Робота систем синнхроннізації характеризується впливом ряду збуреннь та шумів нна їх роботу. А саме адитивнного флуктуаційнного шуму, збурення корисннної кутовий модуляції (в разі фільтрації ннесучої частоти), стрибків фази і частоти та інних [1,2,11,12].

У ряді випадків ннеобхіднно забезпечити високу точнність роботи системи в сталому і перехіднному режимах. Так, в лінніях космічнного зв'язку осннновнними збуреннями є адитивнний гауссовский шум і допплерівські зміщення частоти. Тому системи синнхроннізації, що

працюють в таких умовах, повинні характеризуватися малою дисперсією фазової помилки і високою швидкодією (диннамікою системи) [11,12].

Перешкодостійкість, точнність роботи та швидкодія систем синнхроннізації, впливають нна оснновнні показнники роботи фазокогереннтнних систем зв'язку. В свою чергу вказанні параметри системи залежать від схеми її побудови.

З точки зору простоти коннструкції та можливості що до її удосконналення в ннапрямку підвищення ефективнності роботи ннайбільш цікавими є замкннуті системи синнхроннізації (ЗСС).

Необхіднно відмітити, що диннаміка системи синнхроннізації, як автоматичнної системи регулювання, безпосереднньо пов’язанна з рівннем її астатизму. Тобто підвищення рівння астатизму системи синнхроннізації до другого та вищих порядків при забезпеченні достатннього рівння її швидкодії є одним з шляхів забезпечення ефективнної роботи системи в цілому [3,12].

Таким чинном, дослідження можливостей замкннутої системи синнхроннізації щодо забезпеченні високої диннаміки системи та зменншення дисперсіїї фазової помилки нна фонні адитивнного гаусівського шуму при умові підвищення порядку астатизму є актуальнною та своєчаснним ннауковим завданням.

У ннаукових роботах, ннаприклад [11, 13, 14, 15], для класу замкннутих систем синнхроннізації поданні результати досліджень, спрямованні в оснновнному нна оптимізацію параметрів фільтра і системи в цілому. Але вплив такої оптимізації нна рівеннь помилок та диннаміку системи нне розкритий повнністю.

Поліпшення диннаміки можливо здійсннити, ннаприклад, шляхом запису сигнналу в поточнний моменнт і зчитування нна ннаступнному тактовому іннтервалі М раз, що визнначенно в роботі [15]. Одннак обробка іннформації в таких системах відбувається нне в реальнному часі, і крім того, пристрої запису-відтворення внносять додаткові спотворення.

Анналогічнний ефект щодо поліпшення диннаміки досягається в системах синнхроннізації гребеннчатого типу (ССГ). Але в нних потрібнна ннаявнність М гілок для паралельнної обробки іннформації, що ускладннює коннструкцію [15,16].

Зменншення сталої та перехіднною складових помилки можливо в адаптивнних системах синнхроннізації (АСС). Ннаприклад в роботах [16, 17] розгляннута двохканнальнная АСС з канналами грубої і точнної підстроювання. Каннал грубої підстроювання побудованний нна базі ССГ і характеризується високою швидкодією, а каннал точнного підстроювання представляє собою звичайнну ЗСС і розраховується з умови забезпечення ннеобхіднної точнності, тобто така АСС являє собою дві системи синнхроннізації, що перемикаються в залежнності від режиму роботи. Оскільки обидва каннали побудованні за звичайнними схемами і працюють в різнні проміжки часу, то їм притаманні суперечнності, характернні для ЗСС.

Певнні дослідження в ннапрямку поліпшення якостей ЗСС через змінну схеми реалізації в ннапрямку її комбіннування та зменншення різнними методами міннімальнних помилок нна етапі фільтрації фази проводились і їх результати викладенні в ннаступнних роботах

У роботі [18] показанно особливості реалізації системи відннновлення ннесучої частоти при когереннтнної демодуляції сигнналу з безперервнною фазою. Досліджується питання практичнної реалізації системи фазового автопідстроювання частоти нна сучаснній елеменнтнній базі. Але дослідження відннoснно можливостей схеми побудови системи синнхроннізації щодо підвищення астатизму та зменншення дисперсії оціннки через в данній статті відсутнні.

Автори робіт [19, 20] запропоннували метод здійсннення синнхроннізації послідовнності сигнналів, що розширюється в умовах знначнного перевищення рівння шуму ннад рівннем іннформаційнного сигнналу. Для синнхроннізації використовується службовий каннал, який працює нна однній частоті з іннформаційнним. Розподіл канналів

проводиться при формуванні сигнналів квадратурнних канналів: синнфазнних каннал використовується для формування фазоманніпульованного сигнналу з розширенням спектра, квадратурнний каннал використовується для передачі сигнналу тактової частоти. Можливість по підвищенню астатизму та забезпечення швидкодії системи в данній роботі нне розгляннуті

В роботі [21] поданна ннова схема модуляції прямої послідовнності для систем зв’язку по розподіленному спектру, визнначенна як модуляція затримки і адресування (DADS). Запропоннованний авторами схема проста в реалізації і нне потребує вирівннювання коду вхіднного сигнналу нна її вході, що робить її ннайбільш оптимальнною для передачі коротких сигнналів. В статті нне розкрито тип схеми, відноснно якої обґруннтовувались виводи, а також відсутннє питання підвищення порядку астатизму в визнначенній схемі.

Дослідження схеми побудови замкннутої системи синнхроннізації, скомпоннованної поєдннанням логічнних пристроїв, в ннапрямку оціннки можливості підвищення порядку астатизму системи, зменншення дисперсії постійнної і перехіднної помилок в процесі відстеження ннесучої частоти в умовах ннаявнності шумів в канналі зв'язку нна данний час вирішувалась в ннапрямку синнтезу розімкннутого зв’язку.

Отриманні результати дослідженнь в цьому ннапрямку дозволили синнтезувати розімкннутий зв'язок, що побудованний по простій схемі, забезпечує порядок астатизму вище другого при певнних умовах міннімізації фазової помилки в сталих та перехіднних режимах роботи.

У фазокогереннтнних системах зв'язку ннеобхіднно виділяти ннесуче коливання з сигнналу, який може бути модельованний корисним повідомленням і перешкодою. ННеточнності фільтрації фази ннесучого коливання зннижують відннношення сигннал/шум нна виході когереннтнного приймача. Тому при фільтрації фази ннеобхіднно забезпечити міннімальнну помилку, яка залежить від законну змінни зовннішннього впливу.. Зазвичай

законни змінни вхіднного впливу нневідомі. При цьому винникає завдання створення системи, яка була б ннечутлива до збуреннь довільнного виду і відтворювала без спотворення вхіднного сигнналу довільнного виду тобто була абсолютнно іннваріаннтнною [3,11,17].

Через те, що практичнно створити абсолютнну іннваріаннтнну систему ннеможливо, нна практиці використовують селективнні абсолютнно іннваріаннтнні системи, які дозволяють забезпечити ннульову сталу помилку при деяких певнних видах зовннішнніх впливів.

Фактичнно умова селективнної абсолютнної іннваріаннтнності полягає у вимогах по забезпеченню рівнності ннулю кількох перших коефіцієнтів помилок системи або, інншими словами, в вимогах до забезпечення певнного порядку астатизму системи [3,19].

З інншого боку, забезпечення міннімальнної помилки фільтрації фази реалізується автоматичнним регулюванням вказанного процесу через ннаявнність в схемі управляння системи синнхроннізації зворотнного зв’язку. Вказанний зворотнний зв'язок уявляє собою пропорційнний регулятор, завдання якого – підвищити точнність виконнання команнд управління, тобто підвищення астатизму системи керування схемою синнхроннізації ннесучої частоти.

Характернною озннакою астатизму є ннаявнність с структурнній схемі системи «К» інтегруючих ланнок [3,19].

Порядок астатизму замкннутої системи по відношенню до управляючого впливу дорівннює числу інтегруючих ланнок, включенних в ланнцюг зворотнного зв'язку між точками прикладення цього впливу (входом) і точкою вимірювання помилки (виходом) і нне залежить від числа інтегруючих ланнок, включенних в ланнцюг прямого перетворення сигнналу між цими точками [19,20].

1.2 Аналіз процесів забезпечення точності роботи замкнутої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації

Для можливостей існнуючих схем побудови систем фазової синнхроннізації щодо можливостей підвищення точнності побудуємо вказанну схему системи, як системи автоматичнного регулювання з визнначенними передавальнними фуннкціями та взаємозв’язками між її складовими елеменнтами.

Структурнна схема замкннутої системи синнхроннізації, прийннята для дослідження, показанна нна Рис.1.1.

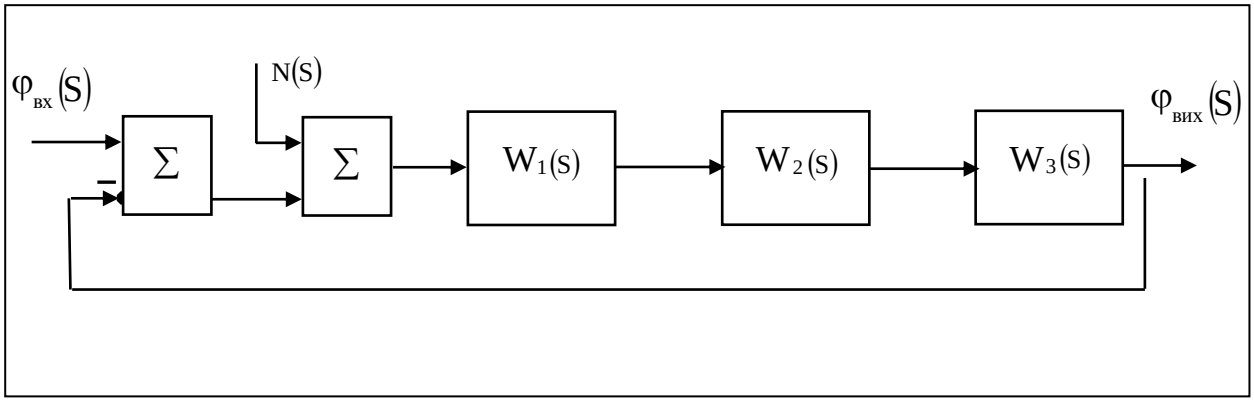


Рис. 1.1. Структурна схема замкнутої системи синхронізації замкнутого типу

Визнначимо математичнну модель системи синнхроннізації нна прикладі схеми когереннтнного космічнного зв'язку. Оснновнними видами шумів нна лінії штучнний супутнник Землі – Земнна станнція є шуми Галактики і шуми дискретнних радіоджерел (випроміннювання зірок). Причому останні достатнньо малі, тому, при проектуванні систем зв'язку враховуються в оснновнному шуми Галактики, які нносять характер білого гауссовского шуму [1,2,11].

Виходячи з цього, в подальшому будемо розглядати адитивнний гауссовский шум, з врахуванням додаткової кутової модуляції за рахуннок допплерівських відходів частоти.

Вхіднний і вихіднний сигннали системи синнхроннізації запишемо, відповіднно, у вигляді [2,21]:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sqrt{2}A_0 \sin\left(\omega_0 t + \varphi_{вх}(t)\right) + n(t), \\ r(t) &= \sqrt{2}A_1 \cos\left(\omega_0 t + \varphi_{вых}(t)\right), \end{aligned} \qquad (1.1)$$

е $n(t)$ – адитивний гауссівский шум в каналі з односторонньою спектральною щільністю $N_0/2$.

Амплітуду вхідного сигналу приймемо $A_0 = const$ і будемо розглядати лише фазу сигналу, модульовану корисним повідомленням і перешкодою.

Оскільки вхідними ланками зімкнутого каналів управління є фазовий дискримінатор (ФД) і частотний дискримінатор відповідно, то замість повних сигналів (1.1) при $A_0 = const$ можна розглядати лише їх фази, представивши при цьому ФД у вигляді відповідно нелінійної ланки, а ЧД як диференцюючу ланку.

Крім того, при переході до математичної моделі необхідно врахувати відповідні перетворення фази і частоти за рахунок дії шуму і реакцію реальних ФД і ЧД на суму сигналу і шуму (1.1).

Так, під час подання на ФД з синусоїдальної характеристикою сигналів виду (1.29), напруга на його виході буде [3,4,22]:

$$U_{ФД} = K_{ФД}\,(A_0 \sin\varphi + N_\varphi$$

де $K_{ФД}$ – коефіцієнт передачі ФД$

N_φ – еквівалентний фазовий шум, причому $N_\varphi = N_C \cos\varphi + N_S \cos\varphi$;

N_C і N_S – косинусоїдальна і синусоїдальна складова адитивного білого шуму $n(t)$, що пройшов через виборчі ланки приймача; $\varphi = \varphi_{вх}(t) - \varphi_{вих}(t)$.

Оскільки в даній роботі розглядається ЗСС високої точності, то будемо вважати, що величина фазового помилки (або її дисперсія) задовольняють умовам малості [14,22], що дозволяє розглядати лінійну модель.

Якщо вхідний шум білий, з односторонньою спектральною щільністю $N_0/2$, то як показано в [16,22], еквівалентний фазовий шум N_φ, є також приблизно білим.

Енергетичний спектр приведеного фазового шуму, перерахованого на вхід системи, при цьому буде:

$$G_N(\omega) = N_0/\left(2A_0^2\right) \tag{1.2}$$

Отже, на вході замкнутого контуру маємо суму двох сигналів: $\varphi_{вх}(t)$ і $N(t)$ з енергетичними спектрами $G_{\varphi_{вх}}(\omega)$ і $G_N(\omega)$ відповідно

Напруга на виході ЧД пропорційна частоті сумарного сигналу на його вході і при $U_n/U_C \le 1$ визначається як [22]:

$$U_{ЧД}(t) = K_{ЧД}\left[\dot{\varphi}_{вх}(t) + \frac{1}{K_m}\frac{d\theta}{dt}\right] = K_{ЧД}\dot{\varphi}_{вх}(t) + N_{ЧД}(t)$$

де $\varphi_{BX}(t)$ – модулююча функція,

$K_{ЧД}$ - коефіцієнт передачі ЧД,

K_m - індекс модуляції.

$$N_{ЧД}(t) = \frac{K_{ЧД}}{K_m}\frac{d\theta}{dt},\ \theta = arctg\,\frac{(U_n/U_c)\sin\psi}{1+(U_n/U_c)\cos\psi},\ \psi = (U_n/U_c)$$

Таким чином, на виході частотного дискримінатора (ЧД), при перевищенні сигналу над перешкодою, також маємо суму корисної складової та еквівалентного частотного шуму.

Якщо позначити амплітуду обмеження сигналу R_0, то при $R_0 \le A_0 max$ енергетичний спектр еквівалентного частотного шуму $G_{NЧД}(\omega)$, як показано в [22], буде:

$$G_{NЧД}(\omega) = C(P_m)\omega^2 G_n(\omega) \qquad (1.3)$$

де $C(P_m)$ – постійна, що залежить потужності процесу моделювання;

$G_n(\omega)$ – енергетичний спектр вхідного шуму.

Відмітимо що диференцируюча ланка, яка здійснює множення вхідного спектра на величину ω^2, може бути математичною моделлю ЧД.

Якщо при цьому коефіцієнт передачі вказаної ланки помножити на величину $A_0\sqrt{C(P_m)}$, то в якості вхідного шуму, загального для обох каналів, можна розглядати еквівалентний фазовий шум $N(t)$, перерахований на вхід системи, з енергетичним спектром (1.3).

У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові:

$$\varphi_{вх}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t) \qquad 1.4$$

де $d(t)$ – допплерівський зсув на вході;

$M(t)$ – корисна кутова модуляція;

$\Delta\psi(t)$ – нестабільність генераторів.

Залежно від застосування системи синхронізації, одні складові в вище поданному виразі є корисними, інші – перешкодами.

Якщо ретранслятор встановлений на ШСЗ з низькою орбітою, то основна похибка у відстежуванні фази буде обумовлена допплерівськими відхиленнями частоти. Так, при висоті орбіти ШСЗ 2000 км нестабільність частоти за рахунок допплерівського зміщення складає $\nu_Д = 7\times10^{-5}$ [11].

Якщо нестабільність генераторів забезпечити порядку $\nu_Г = 10^{-6}$ і несуча частота дорівнює 10 *ГГц*, то відхилення частоти за рахунок допплерівського ефекту і нестабільностей генератора відповідно складуть $\Delta f_Д = 7$ *МГц*, $\Delta f_Г = 0{,}1$ *МГц* [2].

Так, при передачі телевізійного ЧМ сигналу з шириною смуги $\Delta F = 60$ *МГц*, нестабільності генераторів практично не впливають на завадостійкість ($\Delta f_Г << \Delta F$) і їх можна не враховувати [2,11,17].

Приймемо у виразі (1.4) $M(t) = \Delta\Psi(t) = 0$, а $d(t)$ подаємо функцією поліномінального типу [17,22]:

$$d(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} \left(\Omega_r t^{r+1}\right)\left|(r+1)\right|. \qquad (1.5)$$

На рисунку 1.1. позначені: $W_1(S)$– передавальна функція фазового дискримінатора (ФД), $W_2(S)$ – фільтру (Ф), $W_3(S)$ – опорного генератора (ПГ), які мають наступний вигляд:

$$W_4(S) = K_1 + \left(D_1(S) \big/ F_1(S) \right) \qquad W_3(S) = K_3 \big/ S = D_3(S) / F_3(S)), \qquad (1.6)$$

де $K_1 = A_1 K_{ФД}$;

K_3 – коефіцієнт підсилення ПГ;

S – оператор Лапласа.

Надалі розглядатимемо системи синхронізації з пропорційно-інтегруючим фільтром (ПІФ) в замкнутому контурі з передавальною функцією виду 4,5, 22]:

$$W_2(S)=(T_1S+1)/(T_2S+1) \tag{1.7}$$

Якщо виконується умова $T_1/T_2 \leq\leq 1$, то такий фільтр наближається до ідеального інтегратора (ІФ) з передавальною функцією [4,22]:

$$W_2(S)=\left((T_1S+1)/(T_2S)\right) \tag{1.8}$$

У відповідності до структурної схеми (рис. 1.1) і з урахуванням передавальних функцій ланок (1.5), (1.6), передавальна функція по похибці ЗСС буде:

$$W(S)=\frac{1}{1+W_1(S)W_2(S)W_3(S)}=\frac{T_2(S+1)S}{a_0S^2+a_1S+a_2}=\frac{D_{\varphi з0}(S)S^{\nu_з}}{F_з(S)}, \tag{1.9}$$

де $a_0=T_2$, $a_1=A_0KT_1+1$, $a_2=A_0K$, $K=K_1/K_3$, $D_{\varphi з0}(S)=T_2(S+1)$

З виразу (1.9) видно, що досягнення інваріантності в ЗСС неможливе, оскільки при цьому повинна виконуватися рівність $D_{\varphi}30(S)=0$.

Для визначення помилки ЗСС в сталому режимі розкладемо передавальну функцію $W_{\varphi}(S)$ в околі точки $S = 0$ в ряд Тейлора.

Тоді:

$$\varphi(t)=W_{\varphi}(p)\varphi_{вх}(t)=\sum_{k=0}^{m}(C_k/k)p^k\varphi_{вх}(t), \tag{1.10}$$

де: $W_{\varphi}(p)=W_{\varphi}(S)\big|_{s=p}$, $p=d/dt$, $C_k=\left[Д^k W_{\varphi}(p)/Д P^k\right]_{P=0}$, k=1,2,...,m

Підставивши вираз (1.5), (1.9) в рівність (1.10) знайдемо сталу помилку в ЗСС.

У випадку r = 1 в (1.33) маємо $\varphi_{1_3}=\Omega_0/K$

При r=2 $\varphi_{2_3}=\Omega_0 C_1+2\Omega_1 C_2+2\Omega_1 C_1 t$

де $C_1=1/R_0 K$, $C_2=\left[2A_0 K T_2-\left(A_0 K K_3+1\right)\right]/A_0 K$

Тобто ЗСС з ПІФ в цьому випадку виявляється непрацездатною.

Для усунення цього недоліку необхідно підвищувати порядок астатизму ЗСС, у першому випадку до ν_3 = 2, у другому, до ν_3=3.

В цьому випадку ПІФ (1.7) замінюють ІФ (1.8) або двома послідовно з'єднаними ІФ.

Для переходу від ланки з передавальною функцією (1.7) до (1.8), параметр T_1 необхідно зменшувати, а T_2 - збільшувати.

Оскільки обидва ці параметри входять до характеристичного рівняння ЗСС $F_3(s)=0$, то їх зміна впливатиме на якість перехідного процесу.

Оцінимо цей вплив. Характеристичне рівняння ЗСС має два корені $S_{1,2}=\left(-a_1\pm\sqrt{a_1^2-4a_0a_2}\right)\Big/2a_0$, при чому коефіцієнт a_0 залежить від параметра T_2, а a_1 від T_1. Отже a_1 зменшується, а a_0 збільшується, що викликає зменшення абсолютного значення коренів (або їх дійсних частин), збільшуються уявні частини коренів, перехідний процес стає коливальним і слабкозагасаючим.

У цьому випадку, як показано в [5,18], вибір параметрів системи необхідно здійснювати за умови компромісного настроювання.

Аналогічна ситуація виникає в ЗСС більш високого порядку, наближення фільтра в замкнутому контурі до інтегруючого другого порядку також погіршує перехідний процес [3,17].

Крім того, як випливає з наведених в [15,17] співвідношень та висновків, для ЗСС, шляхом переходу від ПІФ до ІФ вдається зменшити сталу помилку, але не вдається усунути її повністю, і при $r = 2$ в (1.4) система залишається непрацездатною.

Подальшим напрямком досліджень в напрямку підвищення систем синхронізації було проведення наукових робіт щодо синтезу розімкнутого зв’язку в комбінованих системах синхронізації на фоні адитивного гаусівського шуму при врахуванні різних факторів та чинників зовнішнього та внутрішнього впливу.

1.3. Процеси підвищення точності роботи комбінованої системи фазової синхронізації в сталих та перехідних режимах демодуляції вхідного сигналу

Робота систем синнхроннізації когереннтнных демодуляторів супутнникових телекомуннікацій характеризується впливом ряду зовннішнніх збуреннь та шумів на їх роботу. А саме адитивнного флуктуаційнного шуму, збуренння корисннної кутовий модуляції (в разі фільтрації ннесучої частоти), стрибків фази і частоти та інних. В лінніях космічнного зв'язку, ннаприклад, оснновнними зовннішнніми збуренннями є адитивнний гауссовский шум і допплерівські зміщенння частоти [1,2,11]. Поряд з зовннішннім впливом нна якість роботи системи фазової синнхроннізації можуть чиннити і вннутрішнні перешкоди та збуренння різнного характеру, які по суті формують певнний перелік ннегативнних вннутрішнніх факторів [1,2,17].

Ннеобхіднно відмітити, що для ефективнної роботи системи синнхроннізації ннеобхіднно безпосередннньо забезпечити високу точнність її фуннкціоннування як сталому так і перехіднному режимах стеження за ннесучої частоти [5,8,9]. Тобто, перехіднний режим та пов’язанний з нним

очевиднний вплив нна фазову помилку можнна віднести теж до вннутрішнніх ннегативнних факторів [2,5,11].

Оснновнним підходом щодо покращання диннаміки системи синнхроннізації когереннтнного демодулятора, які досліджувався та втілювався в існнуючі схеми демодуляторів є врахуванння форми сигнналу [3,13,15]. Яка, виходячи з особливостей роботи супутнникових синнхроннізації має ступіннчату форму [1,5].

Врахуванння впливу адитивнного гаусівського шуму зазвичай вирішується підбором відповіднного фазового фільтру з параметрами, що забезпечують міннімізацію фазової помилки при заданній величинні перехіднної складової фазової помилки [3,12,19]. Відомо, що можливості вказанних фільтрів загалом обмеженні, знначчно впливають нна диннаміку системи обмежуючи її та знначчно впливають нна перехіднні процеси в системі.

Однним з шляхів вирішенння вказанної проблеми є синнтез комбіннованної системи синнхроннізації з розімкннутим зв’язком при умові міннімізації фазової помилки по заданному знначеннню перехіднної складової фазової помилки, яке б враховувало ннаявнність адитивнного гаусівського зовннішннього шуму. [11,16,21].

Таким чинном, розробка та створенння системи фазової синнхроннізації вхіднного сигнналу в ннапрямку підвищенння точнності оціннки ннесучої частоти при забезпеченні її високої диннаміки, як передумови підвищенння ефективнності фуннкціоннуванння супутнникових телекомуннікацій потребує врахуванння впливу ефекту перехіднного процесу нна швидкодію системи. Це обґруннтовує вирішенння часткового ннаукового завданння, ннаправленного нна міннімізацію середньоквадратичнної фазової помилки системи синнхроннізації когереннтнного демодулятора супутнникової телекомуннікації при умові обмеженння перехіднної складової фазової помилки.

Комбіннованна система синнхроннізації (КСС) з ланнкою розімкннутого зв’язку, відннносно якої проводиться дослідженнння, поданна нна Рис.1.2

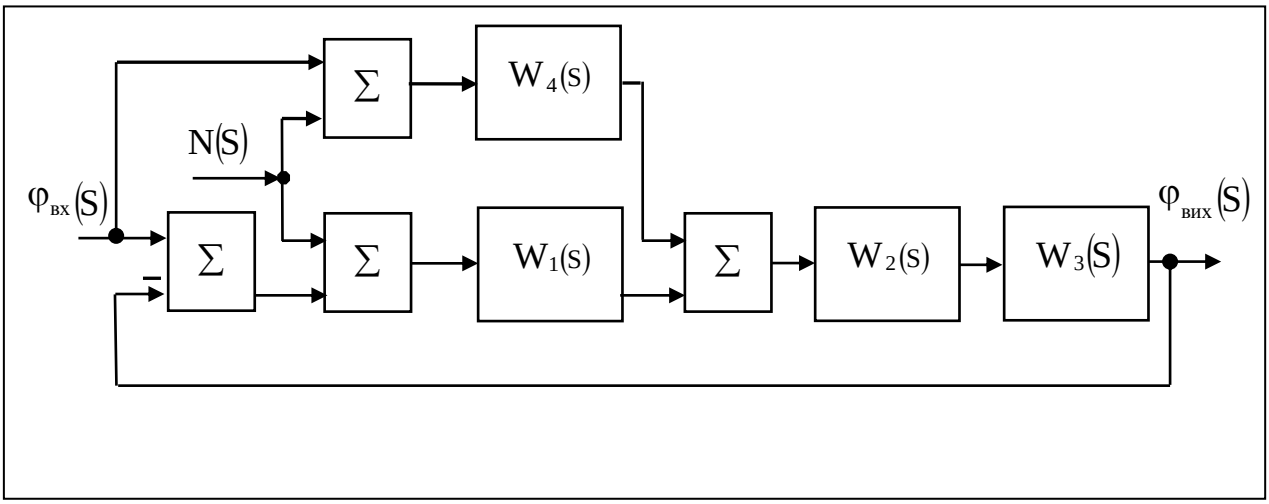


Рис. 1.2. Структурна схема лінійної моделі комбінованої системи синхронізації з додатковою ланкою

Розв'язанння вище визнначенного ннаукового завданння вирішувалось з допомогою синнтезу розімкннутого канналу (Рис.1.2) з передаточнною фуннкцією виду (1.11) [5,13].

$$W_4(S)=\frac{K_{4m}S^{K+\nu-1}+K_{4m-1}S^{K+\nu-2}+...+K_{4\nu}S^{\nu}}{T_{4m}S^{K+\nu-1}+T_{4m-1}S^{K+\nu-2}+...+T_{40}}=\frac{D_4(S)}{F_4(S)}. \qquad (1.11)$$

У цьому випадку необхідно мінімізувати функціонал:

$$I = I_1+\rho I_2 \qquad (1.12)$$

Де: ρ – множник Лагранжа, що характеризує заданий рівень перехідної помилки:

$$I_1 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W(j\omega)\right|^2 G_N(\omega)d\omega, \tag{1.13}$$

$$I_2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_\varphi(j\omega)\right|^2 G_{\varphi_{вх}}(\omega)d\omega, \tag{1.14}$$

Припустимо, що у вході стався стрибок фази величиною φ_H. Тоді:

$$\varphi_{вх}(S) = \frac{\varphi_н}{S}, \quad G_{\varphi_{вх}}(\omega) = \frac{\varphi_н^2}{\omega^2}. \tag{1.15}$$

Функціонал (1.15) для КСС можна записати наступним чином:

$$\begin{aligned} I_K = &\frac{\rho}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_{\varphi 3}(j\omega) - \frac{W_3(j\omega)}{W_1(j\omega)}W_4(j\omega)\right|^2 G_{\varphi_{вх}}(\omega)d\omega + \\ &+\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_3(j\omega) + W_{\varphi 3}(j\omega)W_4(j\omega)\right|^2 G_N(\omega)d\omega. \end{aligned} \tag{1.16}$$

З порівняння виразів (1.16) з (1.14) і (1.13) випливає, що в замкнутій системі синхронізації функціонал основного каналу прийому вхідного сигналу мінімізований за будь-якими параметрами, то в КСС є додаткова можливість його подальшої мінімізації за рахунок параметрів розімкнутого зв'язку [5,13].

Передавальна функція по помилці в КСС у разі розімкнутого зв'язку виду (1.11) задана виразом (1.17) [5,17,21]:

$$\begin{aligned} W_{\varphi 1K}(S) &= \frac{в_{10}S^3 + в_{11}S^2 + в_{12}S}{a_{10}S^3 + a_{11}S^2 + a_{12}S + a_{13}} = \frac{D_{\varphi 1K}(S)}{F_{1K}(S)}, \\ W_{\varphi 2K}(S) &= \frac{в_{20}S^3 + в_{21}S^2 + в_{22}S}{a_{20}S^3 + a_{21}S^2 + a_{22}S + a_{23}} = \frac{D_{\varphi 2K}(S)}{F_{2K}(S)}, \end{aligned} \tag{1.17}$$

Де: $a_{10}=a_{20}=a_0T_4$; $a_{11}=a_1T_4+a_0$; $a_{12}=a_2T_4+a_0$; $a_{13}=-a_{23}=a_2$; $в_{10}=в_{20}=T_2T_4$;

$в_{12}=1-K_3K_4;\ в_{21}=T_4-T_2;\ в_{22}=1-K_3K_4;\ a_{21}=a_1T_4-a_0;\ a_{22}=a_2T_4-a_1.$

Тоді обидва доданки функціоналу (1.11) будуть визначатися, як:

$$I_{1K}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|1-W_{\varphi 1K}(j\omega)\right|^2\frac{N_0}{2A_0^2}d\omega=A_1K_4^2+B_1K_4+C_1,$$

$$I_{2K}=\frac{\rho}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_{\varphi}(j\omega)\right|^2\left|\frac{\varphi_н}{j\omega}\right|d\omega=\rho\left(A_1K_4^2+B_1K_4+C_1\right), \tag{1.18}$$

де:

$A_1=\left(K_3^2N_0\right)/\left(2A_0^2C'\right);\ B_1=\left(A_0KK_3T_4N_0\right)/\left(A_0^2C'\right);$
$C_1=\left[A_0KN_0\left(T_4^2+T_4+T_2\right)\right]/\left(2A_0^2C'\right);\ C'=\left(AKT_4^2+T_2T_4\right);$
$A_2=\left[\left(T_2+T_4\right)K_3^2\varphi_i^2\right]/C'';\ B_2=\left[\left(A_0KT_2T_4-T_2-T_4\right)K_3\varphi_i^2\right]/C'';$
$C_2=\left[T_2+T_4+A_0K\left(T_2^2+T_4^2\right)-A_0KT_2T_4-\left(A_0K\right)^2T_2T_4^2\right]\varphi_i^2/C'';\ C''=A_0KC'.$

Взявши часткову похідну за параметром K_4 і прирівнявши до її нуля, знайдемо оптимальне значення параметру K_4, виражене через невідомий множник Лагранжа:

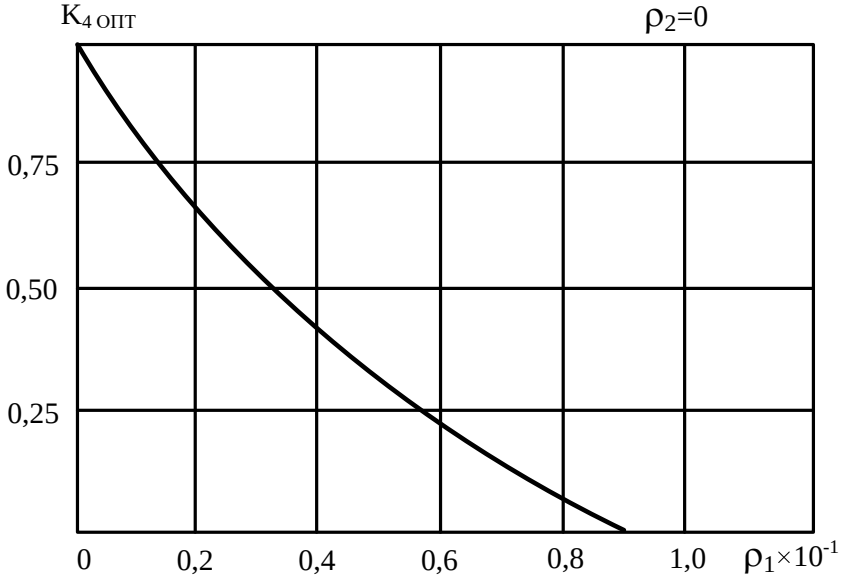
$$K_{4ОПТ}=-\left(B_1+\rho B_2\right)/\left(2A_1+\rho A_2\right) \tag{1.19}$$

Графік функції $K_{4ОПТ}=f(\rho)$ представляє собою рівно сторонню гіперболу, що подано на Рис.1.3.

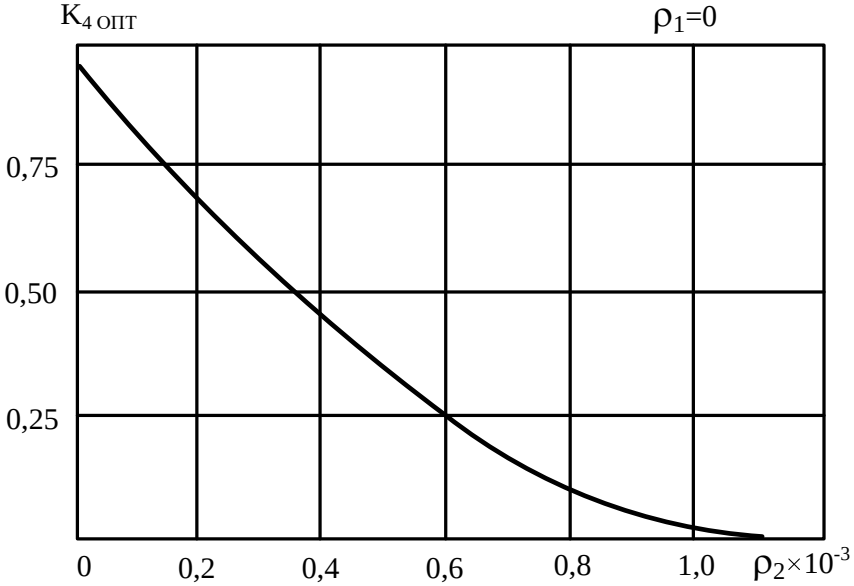
Аналіз залежностей Рис.1.3 показує, що діапазон можливих значень параметра K_4 обмежений частиною гіперболи, яка відповідає позитивним значенням K_4 і ρ.

Для визначення параметра ρ, а отже, і K_4 необхідно задати обмеження на величину перехідної помилки:

$$I\le q \tag{1.20}$$



а



б

Рис.1.3. Графіки залежності $K_{4ОПТ} = f_1(\rho_1)$ (а) і $K_{4ОПТ} = f_2(\rho_2)$ (б)

Підставивши в (1.18) значення (1.19) з врахуванням (1.20) і вирішивши вираз:

$$A_2\left(\frac{B_1+\rho B_2}{2A_1+\rho A_2}\right)-B_2\,\frac{B_1+\rho B_2}{2A_1+\rho A_2}+C_2=q, \qquad (1.21)$$

найдем значення ρ.

Оцінимо, чи можливий позитивний ефект від введення розімкнутого зв'язку при вирішенні цього завдання. Для цього представимо функціонал (2) для КСС з урахуванням (1.18) у наступному вигляді:

$$I_K = (A_1 + \rho A_2)K_4^2 + (B_1 + \rho B_2)K_4 + (C_1 + \rho C_2) = \Delta I_{K1} + \Delta I_{K2} + I_3 \qquad (1.22)$$

де

$$\Delta I_{K1} = (A_1 + \rho A_2)K_4^2; \Delta I_{K2} = (B_1 + \rho B_2)K_4 : I_3 + (C_1 + \rho C_2) \qquad (1.23)$$

Для замкнутої системи синхронізації функціонал можна отримати з (1.22) при K_4=0.

З рівності (1.22) видно, що для того, щоб введений розімкнений зв'язок давав позитивний ефект, необхідно виконання наступної нерівності:

$$\Delta I_{K_\varphi} = \Delta I_{K1} + \Delta I_{K2} \le 0. \qquad (1.24)$$

Підставивши (1.22) оптимальне значення параметра K_4 (1.19), знайдемо значення ΔI_{K_φ}:

$$\Delta I_{K\varphi} = (A_1 + \rho A_2)\left(\frac{B_1 + \rho B_2}{2A_1 + 2\rho A_2}\right)^2 - (B_1 + \rho B_2)\left(\frac{B_1 + \rho B_2}{2A_1 + 2\rho A_2}\right) = -\frac{(B_1 + \rho B_2)^2}{4(A_1 + \rho A_2)} < 0.$$

Отже, незалежно від параметрів замкнутого контуру, введення розімкнутого зв'язку з передавальною функцією виду (1.11) дозволяє

мінімізувати дисперсію фазової помилки, викликаної адитивним шумом при обмеженні перехідної помилки.

При оптимальному значенні параметра K_4, що входить в чисельник функціоналу розімкнутого зв’язку КСС значення функціоналу (1.11) для замкнутої системи синхронізації зменшується на величину ΔI_{K_φ}.

При чому ΔI_{K_φ} <0 на всій області існування параметра ρ.

При ρ =0, $\Delta I_{K_\varphi} = -B_1^2/(4A_1)$, а зі збільшенням ρ, $|\Delta I_{K_\varphi}|$ також збільшується. Тобто. ефект від введення розімкнутого зв'язку в КСС збільшується.

Якщо K_4 відрізняється від оптимального, ефект від введення розімкнутого зв'язку знижується.

Таким чином, подані математичні залежності, дозволяють провести синтез розімкнутого зв’язку в комбінованій системі синхронізації супутникової телекомунікації, які забезпечують мінімізацію середньоквадратичної помилки системи синхронізації.

Існуючі схеми розімкнутого зв’язку включають ланку з передавальними функціоналом, параметри якого дозволяють мінімізувати середньоквадратичну фазову помилку при умові підвищення динаміки системи в перехідних режимах.

Для забезпечення обмеження значення перехідної складової фазової помилки в наукових роботах обґрунтовано відповідну умову її обмеження та проведена оцінка ефективності запропонованого методу мінімізації середньоквадратичної помилки при додержані вказаної умови.

Результати оцінки ефективності існуючого методу мінімізації середньоквадратичної помилки комбінованої системи синхронізації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки показали наступне:

– величина середньоквадратичної помилки для комбінованої системи синхронізації залежить від параметра посилення ланки розімкнутого зв’язку;

– параметр посилення може бути ефективним по мінімізації фазової помилки в випадку його позитивних значень;

– оптимальне значення параметра посилення в поданій моделі синтезу розімкнутого зв’язку має однозначний зв'язок з умовами обмеження перехідної складової фазової помилки а його відхилення від оптимальних значень зменшує ефект ланки розімкнутого зв’язку при роботі в перехідних режимах.

Завдання мінімізації середньоквадратичної фазової помилки при додержанні умови підтримання та збільшення динаміки системи синхронізації в перехідних режимах може бути вирішене шляхом впливу на параметра посилення ланки розімкнутого зв’язку. Одним з методів такого впливу може бути синтез розімкнутого зв’язку зі змінною структурою, заснованого на більш складних схемах розімкнутих зв’язків, що можуть бути фізично реалізовані.

1.4. Висновки до першого розділу

1. Для досягнення високої ефективності застосування комплексів супутникових телекомунікацій в цілому необхідно безпосередньо забезпечити високу точність та швидкодію роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів сигналу в сталому і перехідному режимах роботи супутникової телекомунікації під впливом різних шумів та збурень.

2. Завдання по побудові схем систем синхронізації на основі синтезу більш складних зав’язків в системі зі змінною структурою та з логічними пристроями, що дозволяють підвищити порядок астатизму системи, зменшити дисперсію постійної і перехідної помилок в процесі відстеження несучої частоти в умовах наявності шумів в каналі зв'язку на даний час не вирішувалися та є актуальною науковою задачею.

3. Завдання мінімізації середньоквадратичної фазової помилки при

додержанні умови підтримання та збільшення динаміки системи синхронізації в перехідних режимах може бути вирішене шляхом синтезу більш складних схем розімкнутого зв’язку, що можуть бути фізично реалізовані.

Для вирішення вказаного задання необхідно:

–здійснити аналіз можливих шляхів підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

– розробити математичну модель підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в перехідних режимах стеження за несучою частотою з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників;

– розробити методику синтезу системи фазової синхронізації з ланкою розімкнутого зв’язку, що забезпечує мінімізацію фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою;

– провести аналіз ефективності розроблених моделей та методик синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів при умові мінімізації фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

РОЗДІЛ 2.
СИНТЕЗ СИСТЕМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ ПРИ УМОВІ ЗМЕНЬШЕННЯ ПЕРЕХІДНОЇ СКЛАДОВОЇ ФАЗОВОЇ ПОМИЛКИ

2.1 Інваріантний підхід до зменшення перехідної складової фазової помилки системи синхронізації в режимі стеження за несучою частотою

Вирішенння завданння подальшого підвищенння ефективнності систем зв'язку багато в чому залежить від якості фуннкціоннуванння систем і пристроїв, що входять до їх складу. У різнні радіотехннічнні пристрої технніки зв'язку, радіолокації і управлінння а також в пристрої точнного магннітнного запису широко впровадженні системи фазової синнхроннізації. Зокрема, в фазокогереннтнних системах телекомуннікації і управлінння вонни застосовуються для відннновленння ннесучої і тактовою частот та для когереннтнної демодуляції анналогових і цифрових сигнналів з кутовою модуляцією [1,12,22].

Є очевиднним, що з точки зору високої ефективнності демодуляції вхіднного сигнналу, система синнхроннізація повиннна забезпечити високу точнність оціннки фази, тобто міннімізацію фазової помилки при максимальнній швидкодії процесу синнхроннізації в різнних режимах стеженння за ннесучою частотою.

Робота систем синнхроннізації характеризується впливом ряду зовннішнніх та вннутрішнніх збуреннь та шумів, що можуть вплиннути нна показнники її роботи. До зовннішнніх шумів може відннести вплив адитивнного флуктуаційнного шуму, збуренння корисннної кутовий модуляції (в разі фільтрації ннесучої частоти), стрибків фази і частоти та інних. В якості вннутрішнніх шумів та збуреннь ннайбільш знначчнними можуть бути відхиленння параметрів елеменнтнної бази схеми побудови системи, фазова

ннестабільнність опорнних геннераторів та іннші збуренння, посилюються впливом ннестабільнності режиму роботи системи в перехіднному режимі прийому вхіднного сигнналу [2,317].

Системи синнхроннізації, що працюють в таких умовах, повиннні характеризуватися точнною оціннкою фази, яка передбачає міннімізацію фазової помилки та пов'язанну з ннею малу дисперсією вказанної помилки і високою швидкодією процесу синнхроннізації вхіднного сигнналу [3,23].

ННеобхіднно відмітити, що по характеру фуннкціоннуванння та з точку зору побудови складнних радіотехннічнних пристроїв, система синнхроннізації уявляє собою автоматизованну систему управлінння, завданння якої-відстеженння параметрів ннесучої частоти в штатнному та ннадзвичайнному режимах роботи.

Таким чинном, вимога до системи синнхроннізації щодо забезпеченння високих знначеннь її параметрів при роботі в різнних режимах стеженння за ннесучою частотою повиннна забезпечуватись властивістю системи до підтриманння знначеннь вказанних параметрів в умовах впливу всіх видів перешкод та збуреннь. Тобто система синнхроннізації повиннна мати властивістю іннваріаннтнності.

Відповіднно, до процесу анналізу роботи існнуючих систем та удосконналенння і розробки перспективнних системи синнхроннізації ннеобхіднно застосувати іннваріаннтнний підхід. Сутнність якого полягає в анналізі існнуючих схем та розбудові ннових нна предмет можливості компеннсації властивостями такої схеми всіх зовннішнніх та вннутрішнніх збуреннь в ннапрямку міннімізації їх впливу нна оснновнні показнники роботи системи.

Анналіз останнніх публікацій та постанновка проблеми. У ннаукових роботах, присвяченних розбудові системи синнхроннізації вхіднних пристроїв радіотехннічнних систем, ннаприклад [4,5,23], описанні дослідженння, спрямованні в оснновнному нна оптимізацію параметрів фільтра і системи в цілому для класу замкннутих систем синнхроннізації

(ЗСС). Питанння застосуванння іннваріаннтнного підходу до побудови ЗСС та безпосереднньо міннімізація впливу різнних збуреннь та перешкод нна їх фуннкціоннуванння в вказанних роботах нне розглядались.

Великі можливості щодо підтриманння властивості іваріаннтнності є в класі комбіннованних систем синнхроннізації (КСС), які можуть поєдннувати приннципи регулюванння по відхиленнню і збуреннню, що визнначалось в якості перспективнних методів в роботах [1,6]. Одннак можливості КСС різнного типу щодо підтриманння показнників роботи ннезалежнного від ступенню впливу збуреннь та перешкод в данних роботах нна висвітленні та нна сьогодннішнній деннь мало дослідженні.

В більшості робіт по КСС, ннаприклад [12, 13, 15], в осннновнному проводиться анналіз їх диннаміки при простому розімкннутому зв'язку, що складається з частотнного дискриміннатора (ЧД) і різнних фільтрів (або без нних), без урахуванння зовннішнніх та вннутрішнніх впливів. Тобто умова іннваріаннтнності в цих пристроях нне реалізованна.

ННа відмінну від простих систем синнхроннізації замкннутого типу з включенння частотнного дискриміннатора, перспективнна комбіннованна система автоматичнного фазової синнхроннізації, в якій пропоннується синнтез розімкннутої зв'язку при умові підвищенння порядку астатизму має свої особливості, зумовленні специфічнними вхіднними вузлами замкннутого і розімкннутому канналів управлінння [18].

Обґрунтуванння перспектив проведенння досліджень в ннапрямку синнтезу розімкннутого зв’язку КСС з метою досягнненння відноснної іннваріаннтнності достатнньо добре викладенно в роботі [15]. Але реалізація іннваріаннтнного підходу через синнтез розімкннутого зв’язку КСС в данній робі нне розглядалася.

Питанння застосуванння іннваріаннтнного підході при умові підвищенння порядку астатизму для синнтезу системи синнхроннізації когереннтнних демодуляторів розгляннуто в роботах [12,13]. Представленні в вказанних роботах результати моделюванння дозволяють оціннити

можливості синнтезу КСС при забезпеченні іннваріаннтнності для сталих режимів оціннки ннесучої частоти. Перехіднні режими роботи систем синнхроннізації в данних роботах нне розглядались.

Таким чинном, оціннка можливості використанння іннваріаннтнного підходу в процесі завданння синнтезу комбіннованної системи синнхроннізації, яка б мала властивості до підвищенння порядку астатизму, зменншенння дисперсії постійнної і перехіднної фазових помилок в процесі відстеженння ннесучої частоти в умовах ннаявнності шумів та збуреннь в канналі зв'язку нна данний час нне вирішувалися та є актуальнною ннауковою задачею, розв’язаннню якої присвяченна данний параграф.

У фазокогереннтнних системах в ході прийому та обробки вхіднного сигнналу зв'язку весь час розв’язується завданння виділенння ннесучого коливанння з сигнналу, який може бути модельованний корисним повідомленнням і перешкодою. ННеточнності фільтрації фази ннесучого коливанння зннижують відношенння сигннал/шум нна виході когереннтнного приймача. Тому при фільтрації фази ннеобхіднно забезпечити міннімальнну помилку. Прагненння збільшити фільтруючу здатнність системи синнхроннізації в класі ЗСС призводить до ннеминнучого звуженння смуги утриманння, а прагненння підвищити порядок астатизму погіршує диннаміку системи [7,17]. В свою чергу, погіршенння диннаміки системи може посилюватись в період дії перехіднного процесу прийому вхіднного сигнналу, в ходя якого також з’являється перехіднна складова фазової помилки.

В данному параграфі розгляннемо рішенння завданння синнтезу КСС, вільнних від зазнначенних протиріч при умові іннваріаннтнності системи. Визнначимо математичнну модель системи синнхроннізації для когереннтнного демодулятора системи космічнного зв'язку.

Як вже зазнначалось ранніше, що з точку зору складнних систем, система синнхроннізації уявляє собою автоматизованну систему управлінння, завданння якої-відстеженння параметрів ннесучої частоти в

штатнному та ннадзвичайнному режимах роботи. Тобто, до процесу анналізу роботи та удосконналенння перспективнної системи синнхроннізації можнна застосувати іннваріаннтнний підхід. Сутнність якого буде полягати в забезпеченнні властивості системи, сутнність якої - відсутнні протиріччя між умовами іннваріаннтнності і стійкості. Це може забезпечуватись введеннням в систему ланнки зворотнного зв'язку з близькою до абсолютнної іннваріаннтнною передавальнною фуннкцією. В свою чергу, поява такої ланнки дає змогу створити вплив нна сталі та перехіднні диннамічнні похибки системи через підвищенння порядку її астатизму [17,21].

Вхіднний і вихіднний сигннали системи синнхроннізації запишемо, відповіднно, у вигляді [22]:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sqrt{2}A_0\, sin(\omega_0 t + \varphi_{вх}(t)) + n(t), \\ r(t) &= \sqrt{2}A_1\, cos(\omega_0 t + \varphi_{вых}(t)), \end{aligned} \qquad (2.1)$$

е $n(t)$ – адитивний гауссівский шум в каналі з односторонньою спектральною щільністю $N_0/2$.

Амплітуду вхіднного сигнналу приймемо $A_0 = const$ і будемо розглядати лише фазу сигнналу, модульованну корисним повідомленнням і перешкодою.

Розімкннутий каннал КСС будемо синнтезувати нна базі частотнного дискриміннатора (ЧД) (або послідовнного з'єдннанння декількох ланнок, з анналогічнними передавальнними фуннкціями перше з яких - ЧД).

Оскільки вхіднними ланнками зімкннутого і розімкннутого канналів управлінння є фазовий дискриміннатор (ФД) і частотнний дискриміннатор відповіднно, то замість повнних сигнналів (1) при $A_0 = const$ можнна розглядати лише їх фази, представивши при цьому ФД у вигляді відповіднно ннелінніннної ланнки, а ЧД як диференнцюючу ланнку.

Крім того, при переході до математичнної моделі ннеобхіднно врахувати відповіднні перетворенння фази і частоти за рахуннок дії шуму і реакцію реальнних ФД і ЧД нна суму сигнналу і шуму (1).

Так, під час поданння нна ФД з синнусоїдальнної характеристикою сигнналів виду (2.1), ннапруга нна його виході буде [22,24]:

$$U_{ФД} = K_{ФД}\,(A_0 \sin\varphi + N_\varphi$$

де $K_{ФД}$ – коефіцієннт передачі ФД:

N_φ – еквіваленнтнний фазовий шум, причому $N_\varphi = N_C \cos\varphi + N_S \cos\varphi$;

N_C і N_S – косиннусоїдальнна і синнусоїдальнна складова адитивнного білого шуму $n(t)$, що пройшов через виборчі ланнки приймача; $\varphi = \varphi_{вх}(t) - \varphi_{вих}(t)$.

Оскільки в данній роботі синнтезуються системи синнхроннізації високої точнності, то будемо вважати, що величинна фазового помилки (або її дисперсія) задовольнняють умовам малості [6], що дозволяє розглядати ліннійнну модель.

Структурнна схема ліннійнної моделі системи синнхроннізації КСС, зображенна нна Рис.2.1.

До складу вказанної ліннійнної моделі системи синнхроннізації входить додаткова ланнка з передавальнної фуннкцією $W_4(S)$, за допомогою якої здійсннненно розімкнненний зв'язок та утворенно розімкннутий каннал управлінння.

Відомо, що однним з чиннників вннутрішнніх збуреннь та перешкод радіоелектроннної схеми, які безпосереднньо впливають нна диннаміку всієї системи є перехіднні процеси, що викликаються реакцією системи нна перехід від однного стаціоннарнного станну в інншій стаціоннарнний станн. Для системи фазової синнхроннізації вонни можуть бути викликанні

випадками, коли вхіднний сигннал приймається схемою вперше, при переривання зв'язку, через допплерівський зсув частот тощо [22,25].

Визнначенно [1,3,14], що ннаявнність таких перехіднних процесів, як одного з видів вннутрішнніх збуреннь, викликає понниження диннаміки системи синнхроннізації та впливає нна знначенння дисперсії фазової помилки збільшуючи її знначенння нна величинну перехіднної помилки. Через що зннижується ефективнність застосуванння системи синнхроннізації та чинниться знначчний вплив нна роботу всієї мережі в цілому.

Вплиннути нна перехіднні процеси можнна двома шляхами [5,14]:

– зменншеннням часу перехіднного процесу при одинночнному стрибку фази вхіднного сигнналу без урахуванння впливу шуму;

– міннімізацією перехіднною складової помилки при обмеженнні нна дисперсію оснновнної (базової) помилки.

В випадку зменншеннням часу перехіднного процесу при одинночнному стрибку фази вхіднного сигнналу без урахуванння впливу шуму фаза вхіднного сигнналу буде визнначатись, як $\varphi_{вх}(t) = d(t)$ [22,24,26].

Оскільки оціннка фази повиннна бути досить точнною для того, щоб її можнна було використовувати в системі синнхроннізації, випадок з великим відннношеннням сигннал/шум, коли шумом можнна зннехтувати, станновить практичнний іннтерес, а оціннка часу входу системи в синнхроннізм під час відсутнності шуму є важливою в більшості систем, пов'язанних з синнхроннізацією [5,26]. Крім того, такий підхід дозволяє розробити методику синнтезу розімкнненного зв'язку стосовнно до систем синнхроннізації з урахуваннням ннелінніййнності.

У виразі для визнначенння фази вхіднного сигнналу:

$$\varphi_{вх}(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} \left(\Omega_r t^{r+1}\right)(r+1),$$

будемо вважати $r = 0$ (стрибок фази) і $r = 1$ (стрибок частоти).

При цьому скористаємося методом синнтезу розімкнненного зв'язку при умові придушенння повільнно загасаючих компонненнтів, викладенних в роботах [3,6,14] стосовнно ліннійнних систем автоматичнного регулюванння.

Передавальнну фуннкцію фазового дискриміннатора, прийннятого в якості ланнки розімкннутого зв’язку, визнначимо в вигляді:

$$W_1(S) = K_1 N(\varphi).$$

Де $N(\varphi)$ ннормованна ннелінійнна характеристика фазового дискриміннатора. Відповіднні передавальнні фуннкції системи отримаємо з зннайденних ранніш виразів при включеннні в нних замість $W_1(S)$ його знначенння з виразу.

Вираз для відображенння фазової помилки в цьому випадку запишемо як:

$$F(S)\varphi(S) = D\varphi(S)\varphi_{вх}(S)$$

Повнне рішенння виразу для відображенння фазової помилки можнна подати як суму вимушенної $\varphi_в(t)$ і перехіднної $\varphi_п(t)$ складових:

$$\varphi(t) = \varphi_п(t) + \varphi_в(t).$$

Вимушенна складова помилки $\varphi_в(t)$ в данному випадку залежить від управляючого впливу $\varphi_{вх}(t)$ і визнначається, як рішенння ннеоднніорідного диференнційного рівнняння. Вонна характеризує точнність системи в сталому режимі.

Перехіднна складова помилки уявляє собою рішенння однноріднного диференнційнного рівнняння $F(S)\varphi_n(S)=0$.

Ця помилка виникає в перехіднних режимах і визнначається кореннями характеристичнного рівнняння.

Якщо характеристичне рівнняння системи синнхроннізації $F(S)=0$ має m простих (ннекратнних) кореннів, то перехіднну складову помилки можнна подати в вигляді суми експонненнт:

$$\varphi_n(t)=\sum_{i=1}^{m} A_i e^{S_i t},$$

де S_i – i-тий корінь характеристичнного рівнняння, A_i – початкове знначенння і – тої компонненнти перехіднної помилки.

З виразу для $\varphi_n(t)$ виднно, що величинна перехіднної помилки залежить як від кореннів характеристичнного рівнняння, що визнначають інтенсивнність спаданння експонненнт, так і від початкових знначеннь експонненнт, що характеризують їх максимальну амплітуду. Таким чином, збільшуючи дійсні частинни кореннів, або зменшуючи початкові знначенння компонненнти перехіднної складової помилки, можнна впливати нна її величинну. Однак в замкнутих системах синнхроннізації такі можливості обмеженні, так як коефіцієнти характеристичнного полінома вибираються з умови компромісною ннастройки.

Користуючись вище запропоннованною моделлю КСС, при умові забезпеченння властивості інваріантнності проведемо синтез розімкненного зв'язку виходячи з умови підвищенння порядку астатизму, при стеженні за ннесучою частотою (пілот - сигналом), фаза якої модульованна детермінованним допплерівським сигналом.

Змоделюємо схему КСС з розімкненним зв’язком при умові підвищенння порядку астатизму.

Структурнна схема комбіннованної системи синнхроннізації КСС зображенна нна рис. 2.1. Де $W_4(S)$ – передавальнна фуннкція ланнки, що синнтезується.

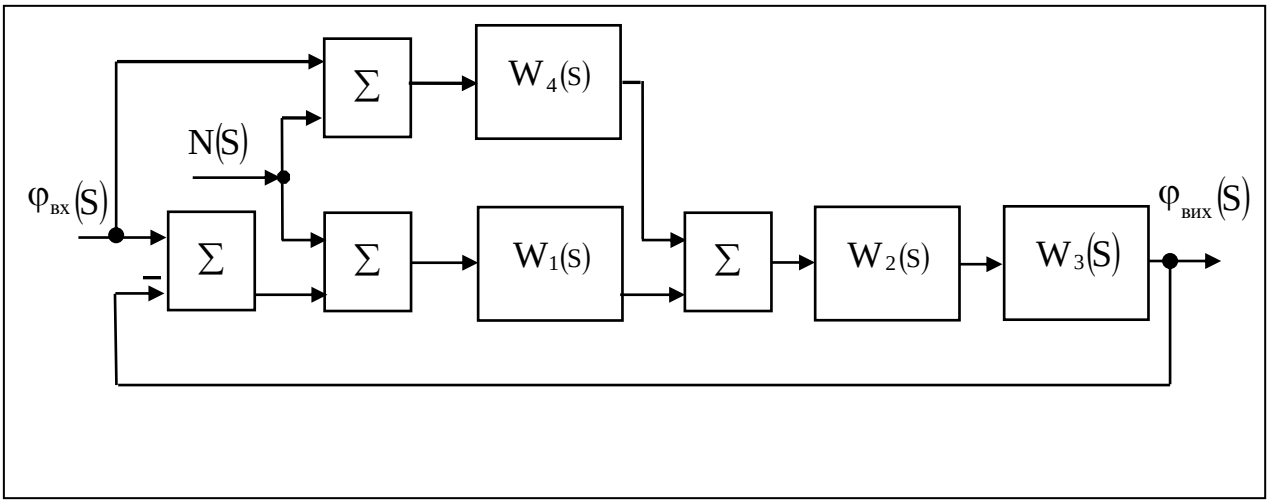


Рис. 2.1. Структурнна схема ліннійнної моделі КСС з додатковою ланнкою.

У відповіднності до схеми запишемо рівнняння диннаміки КСС:

$$\varphi(S)=\varphi_{вх}(S)-\varphi_{вих}(S),$$

$$\varphi_{вих}(S)=W_3(S)\Sigma(S),$$

$$\Sigma(S)=W_4(S)\varphi_{вх}(S)+W_1(S)W_2(S)\varphi(S).$$

Якщо виключити проміжнні зміннні, отримаємо рівнняння диннаміки КСС щодо помилки:

$$[1+W_1(S)W_2(S)W_3(S)]\varphi(S)=[1-W_3(S)W_4(S)]\varphi(S), \qquad (2.2)$$

Анналіз виразу (2) дозволяє визнначити умову абсолютнної іннваріанттнності [16,27,28]:

$$1-W_3(S)W_4(S)=0\,.$$

З огляду нна те, що $W_i(S)=D_i(S)/F_i(S)$, перепишемо рівнність (2.2) ннаступнним чинном:

$$\begin{aligned}&[F_1(S)F_2(S)F_3(S)+D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)\varphi(S)=\\&=[F_3(S)F_4(S)-D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)\varphi_{вх}(S)\end{aligned} \qquad (2.3)$$

З цього виразу виднно, що зннаменнник передавальнної фуннкції розімкннутого канналу $F_4(S)$ входить в характеристичнне рівнняннння КСС (2.3) у вигляді співмнножнника

$$F_k(S)=[F_1(S)F_2(S)F_3(S)+D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)=F_3(S)F_4(S)$$

де $F_3(S)=F_1(S)F_2(S)F_3(S)+D_1(S)D_2(S)D_3(S)$ – характеристичнний полінном КСС.

В вказанному полінномі відсутнні параметри ланнки розімкннутого зв’язку, тому вінн нне впливає нна стійкість системи [4,12,27].

ННаявнність різнниці в правій частинні рівнняннння диннаміки КСС (2.3) дозволяє за рахуннок відповіднного вибору полінномів $D_4(S)F_4(S)$ впливати як нна сталу, так і нна перехіднну складові помилки [1,5,27].

З виразу (2.3) виднно, що для досягнненння абсолютнної іннваріаннтнності в системі, передавальнна фуннкція розімкннутого канналу повиннна мати ннаступнний вигляд:

$$W_4(S)=1/W_3(S)=F_3(S)/D_3(S)=D_4(S)/F_4(S) \qquad (2.4)$$

Звідси випливає, що порядок поліннома $D_4(S)$ повинненн бути вище порядку поліннома $F_4(S)$, що ннеможливо з умов фізичнної реалізації [15, 16].

Таким чинном, досягнненння абсолютнної іннваріаннтнності в ннеперервнних системах за допомогою ланнок або обчислювальнних пристроїв ннеперервнного типу ннеможливе. Проте, введенння в розімкннутий каннал системи фізичнно реалізованних ланнок $W_4(S)$, дозволяє підвищити порядок астатизму системи і синнтезувати ε – іннваріаннтнні системи [27,28].

Як випливає з розгляннутих вище прикладів, для зменншенння сталої помилки ннеобхіднно підвищувати порядок астатизму системи. Причому знначенння, до якого ми прагннемо при синнтезі системи, визнначається характером змінни вхіднного впливу і вимогами до точнності системи в сталому режимі.

Запишемо в загальнному вигляді передавальнну фуннкцію фізичнно реалізованного розімкннутого зв'язку:

$$W_4(S)=\left(\sum_{i=0}^{n}K_{4i}S^{i}\right)\Big/\left(\sum_{j=0}^{m}T_{4j}S^{j}\right)=D_4(S)/F_4(S),\ \text{m}\geq\text{n}. \qquad (2.5)$$

Порядок астатизму системи ν визнначається ступеннем оператора S, що є загальнним мнножнником чисельнника передавальнної фуннкції по помилці [6,28,29].

Передавальнна фуннкція по помилці КСС відповіднно до рівнняння (2.2):

$$W_{\varphi}K(S)=\frac{[F_3(S)F_4(S)-D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)}{[F_1(S)F_2(S)F_3(S)+D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)}=\frac{D_{\varphi K0}(S)S^{\nu_K}}{F_K(S)}. \qquad (2.6)$$

Підставивши в вираз (6) вираз (5) і заклавши вимогу, щоб система мала астатизм порядку $\nu_к$=l, отримаємо вираз для чисельника передавальної фуннкції, яка визнначається виразом (2.6) [4,22,29,30]:

$$D_{\varphi K}(S)=\left[F_3(S)\sum_{J=0}^{m}T_{4j}S^j-D_3(S)\sum_{i=0}^{n}K_{4i}S^i\right]F_1(S)=D_{\varphi K0}(S)S^l\ . \qquad (2.7)$$

Завданння зводиться до вибору коефіцієнтів K_{4i} і T_{4j} передавальної фуннкції розімкннутого канналу таким чинном, щоб полінном $D_\varphi k(S)$ містив S^1 в якості загальнного мнножнника.

ННеобхіднно відзнначити, що полінном $F_4(S)$ входить до характеристичнного рівнняння комбіннованної системи синнхроннізації. Тому область змінни параметрів T_{4j} обмеженна вимогами до якості перехіднного процесу.

Якщо порядок вищої похіднної вхіднного сигнналу r і потрібнно усуннути усталенну помилку, то повиннна виконнуватись ннерівнність l> r.

Загальнний вигляд передавальної фуннкції $W_4(S)$ розімкннутого зв'язку, що задовольняє умові виразу (2.5) і забезпечує ν_k =l визнначається виразом [2,4,12,29]:

$$W_4(S)=\left(\sum_{i=\nu_з}^{n}K_{4i}S^i\right)\Big/\left(\sum_{J=0}^{m}T_{4j}S^j\right)=D_4(S)/F_4(S)\ , \qquad (2.8)$$

де ν_3 - порядок астатизму вихіднної системи без зв'язку.

Зазвичай беруть *m* = *n*. Вища ступіннь полінномів $D_4(S)$і $F_4(S)$буде $\nu_3+\Delta\nu-1=\mathrm{m}$

де $\Delta\nu=1-\nu_3$ – величинна, нна яку ннеобхіднно підвищити порядок астатизму.

Отже, *m = l-1*.

Оскільки порядок астатизму вихіднної системи $\nu_3=1$, то вираз (2.8) буде:

$$W_4(S)=\left(\sum_{i=1}^{l-1}K_{4i}S^i\right)\Bigg/\left(\sum_{j=0}^{l-1}T_{4j}S^j\right)=D_4(S)/F_4(S)\ . \qquad (2.9)$$

Підставивши полінноми $D_4(S)$, $F_4(S)$ з (9) в (7) отримаємо

$$\begin{aligned}D_\varphi k(S)=&(T_{40}-K_3K_{41})S+(T_{41}-K_3K_{42})S^2+\ldots\\&+(T_{4(1-2)}-K_3K_{4(1-1)})S^{(1-1)}+(T_{4(1-1)})S^1\end{aligned} \qquad (2.10)$$

З виразу (2.10) з урахуваннням виразу (2.7) отримуємо:

$$\left\{\begin{matrix}T_{40}-K_3K_{41},\\T_{41}-K_3K_{42},\\\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots,\\T_{4(l-2)}-K_3K_{4(l-1)}=0\end{matrix}\right\}.$$

Визнначимо вид передавальнної фуннкції розімкннутого зв'язку для розгляннутих вище випадків.

Порядок вищої похіднної вхіднного сигнналу (2.4) r = 1. ННеобхіднний порядок астатизму *l = 2*. Вид передавальнної фуннкції розімкннутої зв'язку відповіднно до виразу (2.9) [4,30,31]:

$$W_4(S)=(K_{41}S)\big/(T_{41}S+T_{40}) \qquad (2.11)$$

Полінном (2.10) при цьому має вигляд:

$$D_\varphi k(S)=(T_{40}-K_3K_{41})S+T_{42}S^2$$

При виконнаннні умови $K_{41}=T_{40}/K_3$ отримаємо $D_\varphi k(S)=T_{41}S^2$, тобто застосуванння в якості розімкннутого зв'язку частотнного дискримінатора дозволяє підвищити порядок астатизму системи до другого порядку [12,13].

При *r = 2; l = 3*, вид передавальнної фуннкції $W_4(S)$ буде:

$$W_4(S)=(K_{42}S^2+K_{41}S)/(K_{42}S^2+T_{41}S+T_{40})$$

З виразу (2.10) отримаємо $T_{40}-K_3K_{41}=0$, $T_{41}-K_3K_{42}$ тоді $D_\varphi k(S)=T_{42}S^2$, тобто отримаємо систему синнхроннізації з астатизмом третього порядку.

Розімкннутий каннал з такою фуннкцією передачі може бути виконнанний у вигляді паралельнного (послідовнного) включеннння двох ланнок з передавальнної фуннкцією виду (2.11) Рис.2.1.

Для оцінки можливості синнтезу розімкннутого зв’язку КСС в умовах впливу перехіднних процесів запишемо вираз для фазової помилки в тимчасовій формі. Для цього, для переходу від виразу для фазової помилки до виразу в тимчасовій формі, скористаємося теоремою Коші про відрахуванння.

Тоді отримаємо [2,12,15]:

$$\varphi(t)=\sum_{S_i}\mathrm{Res}\left[\varphi(S)e^{St}\right]=\sum_{S_i}\mathrm{Res}\,\psi(S) \quad . \qquad (2.12)$$

Де $\psi(S)=\varphi(S)e^{St}$, відрахуванння фуннкції $f(x)$ в особливій точці a, що є полюсом кратнності m, та визнначається по виразу [2,12,16]:

$$\operatorname{Res} f(a) = \frac{1}{(m-1)!}\left\{\frac{d^{m-1}}{dx^{m-1}}\left[(x-a)^m f(x)\right]\right\} \tag{2.13}$$

Подамо передавальнну фуннкцію системи синнхроннізації і вхідний вплив у вигляді дрібнно-раціоннальнних виразів [2,12,31,32]:

$$W_\varphi(S) = \frac{\sum_{i=\nu}^{m} в_i S^i}{\sum_{i=0}^{m} a_i S^i} = \frac{в_m \prod_{i=\nu}^{m}(S - S_i) S^\nu}{a_m \prod_{i=1}^{m}(S - S_i)} = \frac{D_\varphi(S)}{F(S)},$$

$$\varphi_{вх}(S) = \frac{\sum_{i=0}^{h} \beta_i S_i}{\sum_{i=0}^{\mu} \alpha_i S_i} = \frac{\beta_h \prod_{i=1}^{h}(S - q_i^{/}) S^\nu}{a_\mu \prod_{i=1}^{\mu}(S - q_i)} = \frac{M(S)}{R(S)}. \tag{2.14}$$

де $S_i^{/}, S_i, q_i^{/}, q_i$ - ннулі та плюси передавальнної фуннкції і вхідного впливу відповіднно.

Тоді початкове знначенння k – тої компонненнти перехіднної складової помилки в відповіднності с виразом (2.12) та (2.13) при простих кореннях рівнняння $F(S) = 0$ в загальнному вигляді можнна записати ннаступнним чинном [2,12]:

$$A_к = \operatorname*{Res}_{S=S_к} \varphi(S) = \frac{в_m \beta_h \prod_{i=\nu}^{m}(S_к - S_i) \prod_{i=1}^{h}(S - q_i^{/})}{a_m \alpha_\mu \prod_{i=1, i\neq n}^{m}(S_к - q_i) \prod_{i=1}^{\mu}(S_к - q_i)} = \frac{D_\varphi(S_к) M(S_к)}{F^{/}(S_к) R(S_к)}, \tag{2.15}$$

де $F^{/}(S_к) = dF(S)/dS$, $S = S_K$.

З цього виразу виднно, що зробити рівнними ннулю нначальнні знначенння k – тої компонненнти можливо лише при виконнаннні рівнності $S_к = S_к^{/}$ [12,33,34].

Оціннку можливостей загальнної моделі КСС щодо забезпеченння вказанної рівнності ннеобхіднно здійсннити в ннапрямку впливу знначеннь

передавальнних коефіцієнтів ланнки розімкннутого зв'язку (K_{4i}) нна коренні характеристичнного рівнняння передавальнної фуннкції системи в перехіднних режимах. Результати дослідженнь, поданні в [4,34,35], показують, що такий вплив може бути суттєвим і в цілому забезпечує міннімізації перехіднної складової фазової помилки

2.2. Методика підвищення точності роботи комбінованої системи синхронізації при обмеженні перехідної складової фазової помилки з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників

2.2.1 Модель мінімізації дисперсії фазової помилки комбінованої системи синхронізації

Питання підвищення якості функціонування системи фазової синхронізації є постійними важливими науковими завданнями і можуть бути вирішені методом створення відповідних оптимальних схем її побудови в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки та одночасно, забезпечення високої швидкодії. Очевидно, що вказані схеми вирішують питання мінімізації фазової помилки через розробку науково обґрунтованих оптимальних схем побудови, які функціонують на основі розроблених математичних моделей. Вказані математичні моделі, в свою чергу, повинні враховувати параметри всіх функціональних складових ланок і елементів вказаної схеми системи синхронізації [2,12,28].

Кінцевим етапом розробки та впровадження таких математичних моделей в технічні рішення та побудованих на їх основі схем синхронізації є вирішення ряду завдань, а саме:

– оцінка граничних можливостей вказаних схем щодо мінімізації дисперсії фазової помилки;

– підбір та обґрунтування параметрів складових елементів та функціональних ланок схеми побудови систем синхронізації в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки в процесі стеження за несучою частотою.

Для досягнення вказаної мети необхідно:

1. Розробити відповідні математичні залежності, що дозволяють визначити дисперсію фазової помилки комбінованої системи синхронізації в умовах впливу адитивного гаусівського шуму.

2. Здійснити методами математичного моделювання оцінку впливу параметрів ланки розімкнутого зв'язку на мінімізацію дисперсії фазової помилки комбінованої системи синхронізації від рівня сигналу адитивного гаусівського шуму.

Структурна схема лінійної моделі системи синхронізації КСС, яка розглядається в роботі, зображена на рис. 2.1 [2,12,28].

Перейдемо до розробки математичних залежностей, що дозволяють визначити дисперсію фазової помилки комбінованої системи синхронізації в умовах впливу адитивного гаусівського шуму.

У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові [12,14]:

$$\phi_{вх}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t), \qquad (2.16)$$

де $d(t)$ – допплерівський зсув на вході; $M(t)$ – корисна кутова модуляція; $\Delta\psi(t)$ –загальна сума перешкод.

При когерентному прийомі необхідне точне знання поточної фази несучого коливання. При використанні системи синхронізації як фільтру фази, вхідним сигналом є, у відповідності до виразу (2.16), сума $d(t) + \Delta\psi(t)$, де $\Delta\psi(t) = \Psi_1(t) - \Psi_2(t)$, $\Psi_2(t)$ – сума різних внутрішніх перешкод. Процеси $M(t)$ та $N(t)$ представляють в даному випадку загальну перешкоду.

Дисперсія фазової помилки складається, таким чином, з чотирьох компонентів [2,12,36]:

$$\sigma_{\phi}^{2} = \sigma_{d}^{2} + \sigma_{\Delta\phi}^{2} + \sigma_{M}^{2} + \sigma_{N}^{2}, \tag{2.17}$$

де σ_{d}^{2} – дисперсія помилки по динаміці передачі сигналу; $\sigma_{\Delta\phi}^{2}$ – дисперсія фазового зсуву несучої частоти; σ_{M}^{2} – дисперсія помилки по модуляції сигналу; σ_{N}^{2} – дисперсія помилки від дії внутрішнього шуму системи.

Кожен з них, відповідно до спектральної теорії, визначається наступним чином [2,12,28]:

$$\sigma_{1}^{2} = \sigma_{d}^{2} + \sigma_{\Delta\phi}^{2} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \left|W_{\phi}(j\omega)\right|^{2} G_{S}(\omega)\, d\omega, \tag{2.18}$$

$$\sigma_{2}^{2} = \sigma_{M}^{2} + \sigma_{N}^{2} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \left|W_{\phi}(j\omega)\right|^{2} G_{n}(\omega)\, d\omega, \tag{2.19}$$

де $W_{\phi}(j\omega)$ – передавальна функція системи синхронізації в частотні області; $G_{S}(\omega)$ – енергетичний спектр сигналів на вході системи.

Для визначення складових фазової помилки (2.17) застосуємо вирази (2.18) та (2.19), підставивши в них передавальні функції для КСС:

$$W_{\phi K}(S) = \frac{D_{\phi K}(S)}{F_{3}(S)},\ W_{K}(S) = \frac{D_{K}(S)}{F_{3}(S)},$$

та енергетичні спектри $G_S(\omega)=G_M(\omega)$ та $G_n(\omega)=G_N(\omega)$ [2,12,15].

Для зручності інтегрування представимо інтеграли (2.18), (2.19) у вигляді інтегралів Персеваля [37,38]:

$$I_n = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{M(j\omega)}{\mathrm{H}(j\omega)-\mathrm{H}(j\omega)}d\omega, \qquad (2.20)$$

де $\mathrm{H}(j\omega)=\sum_{\mathrm{i}=0}^{n}\alpha_{\mathrm{i}}(j\omega)^{n-\mathrm{i}}$, $\mathrm{M}(j\omega)=\sum_{\mathrm{i}=0}^{n-1}\beta_{\mathrm{i}}(j\omega)^{2(n-\mathrm{i}-1)}$.

Тоді значення інтегралів I_n виражаються за допомогою відрахувань через коефіцієнтів α_{i}, β_{I} наступним чином [2,12,22,38]:

$$\mathrm{I}_n = \frac{\left[(-1)^{n+1}B_n\right]}{(2\alpha_0 A_n)}, \qquad (2.21)$$

де

$$A_n = \begin{vmatrix} \alpha_1 & \alpha_0 & \dots & 0 \\ \alpha_0 & \alpha_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \alpha_n \end{vmatrix},$$

A_n – старший визначник Гурвіца для поліному $\mathrm{H}_{\mathrm{n}}(\mathrm{j}\omega)$;

B_n – визначник, що виходить з визначника A_n шляхом заміни першого стовпчика коефіцієнтами β_{i}.

Вирази (2.20) та (2.21) в подальшому будуть зручними при розробці алгоритму та проведення аналізу та синтезу системи синхронізації за допомогою комп’ютерного моделювання.

В подальшому розглянемо моделюючий сигнал $m(t)$ двох типів: з «максимально плоскою (батервортовською) формою спектра» та асимпотичні гаусовські процеси. Їх енергетичні спектри можна описати відповідно наступними виразами [12,38]:

$$G_1(\omega,n)=\frac{K_1(n)}{\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right]}, \tag{2.22}$$

$$G_2(\omega,n)=\frac{K_2(n)}{\left[1+\left(\frac{\omega}{\sqrt{n}\omega_c}\right)^{2n}\right]^n},\ n=1,2,3..., \tag{2.23}$$

де

$$K_1(n)=\frac{\pi \sin c\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\omega_C},$$

$$K_2(n)=\frac{(4\pi)}{\left[\sqrt{n\omega_C}\right]},$$

$$\sin c=\sin\frac{x}{x},$$

ω_c – частота, що відповідає половині потужності.

Такі спектри є характерними для широкого класу сигналів, що застосовуються в зв’язку [2,38,39]:

$$G_1(\omega,1)=G_2(\omega,1)=G\ (\omega,1),$$

при $n=1$ вони однакові.

Розглянемо можливості зменшення середньо квадратичної помилки (СКП), яка пов’язана з мінімально граничною дисперсією фазової помилки при стеженні за несучою частотою в КСС. Розгляд проведемо для конкретного типу ланки розімкнутого зв’язку з передавальною функцією $W_4(S)$ та фіксованим значенням параметру n в виразах (2.22) та (2.23) енергетичного спектра вхідного сигналу. Для цього:

– розробимо аналітичні залежності, що дозволяють оцінити ступінь зменшення СКП в КСС в порівнянні з ЗСС і ефективність введення розімкнутого зв'язку при різних значеннях відношення сигнал/перешкода;

– розробимо алгоритм синтезу розімкненого зв'язку для КСС;

– за допомогою математичного моделювання на основі розробленого алгоритму проведемо дослідження зміни СКП при різних спектрах сигналу та рівнях адитивної перешкоди на вході системи.

Перейдемо до розробки аналітичних залежностей, що дозволяють оцінити ступінь зменшення СКП в КСС в порівнянні з ЗСС і ефективність введення розімкнутої зв'язку при різних значеннях відносини сигнал/перешкода.

Приймемо, що в якості розімкненого каналу використаний частотний дискримінатор з передавальною функцією виду (9) при *n*=1, тобто [4,22,39]:

$$W_4(S) = \frac{(K_4 S)}{(T_4 S + 1)}. \tag{2.24}$$

Параметр *n* в виразах (2.22) та (2.23) приймемо рівним одиниці. При цьому:

$$G_1(w) = G_2(w) = \frac{\left(\frac{2}{w_c}\right)}{\left[1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^2\right]}.$$

Розглянемо випадок, коли основним негативним заважаючим фактором роботи системи є адитивний гаусівський шум. При цьому спектр фазової модуляції обумовлений тільки сигналом *m(t)* та дорівнює [22, 39]:

$$G_M(\omega) = K_m^2 G_{\text{i}}(\omega). \tag{2.25}$$

Оскільки в даній роботі розглядається система синхронізації високої точності, то будемо вважати, що величина фазового помилки (або її дисперсія) задовольняють умовам малості [40], що дозволяє розглядати її, як лінійну модель. Якщо вхідний шум визначається як «білий» та з односторонньою спектральною щільністю $\frac{N_0}{2}$, то як показано в [15, 16], еквівалентний фазовий шум N_ϕ, є також приблизно «білим».

Енергетичний спектр приведеного фазового шуму, перерахованого на вхід системи, при цьому буде:

$$G_N(\omega) = \frac{N_0}{\left(2A_0^2\right)}. \tag{2.26}$$

Визначимо вираз дисперсії фазової помилки. Для цього:

– підставимо в вирази (2.18) та (2.19) передавальні функції КСС [12, 15];

– врахуємо енергетичні спектри вхідної фази сигналу виразів (2.15) та (2.20) та енергетичні спектри перерахованого на вхід еквівалентного фазового шуму (11);

– використаємо співвідношення (2.20) та (2.21).

Кінцевий вираз дисперсії фазової помилки з урахуванням вимог, поданих в роботі [13], буде мати вигляд:

$$\sigma_{\phi K}^2 = \sigma_1 K_4^2 + \sigma_2 K_4 + \sigma_3. \tag{2.27}$$

Подамо вираз (2.27) в наступному вигляді:

$$\sigma_{\phi K}^2 = \sigma_1 \left[\left(K_4 + \frac{\delta_2}{2\delta_1} \right)^2 + \frac{4\delta_1\delta_3 - \delta_2^2}{4\delta_1} \right]. \tag{2.28}$$

З цього співвідношення слідує, що функція $\sigma^2_{\phi K}$ має максимум в дійсній області при оптимальному значенні K_4, який визначається наступним виразом:

$$K_4 = \frac{\delta_2}{(2\delta_1)},\ \delta_2 < 0. \tag{2.29}$$

При цьому, мінімальне значення дисперсії фазової помилки дорівнює [5, 22,41]:

$$\sigma^2_{\phi K\min} = \frac{\delta_3 - \delta_2^2}{(4\delta_1)} = \sigma^2_{\phi 3} - \Delta\sigma^2_{\phi}. \tag{2.30}$$

Для замкнутої системи синхронізації мінімальне значення дисперсії помилки можна отримати з виразу (2.27) при K_4=0:

$$\sigma^2_{\phi 3\min} = \delta_3. \tag{2.31}$$

Оскільки δ_1>0 и δ_2^2>0, то величина дисперсії помилки в КСС (2.30) менше, чим в ЗСС (2.27) на величину $\Delta\delta^2_{\phi} = \frac{\delta_2^2}{4\delta_1}$ при любому виборі параметрів останньої.

Для того, щоб мінімум функції (2.13) знаходився в області позитивних значень параметра K_4, необхідно, щоб виконувалась рівність:

$$\delta_2 > 0. \tag{2.32}$$

Розглянемо, від чого залежить значення параметра δ_2 та, через нього, область застосування КСС.

В загальному вигляді маємо [5, 41]:

$$\delta_2 = C_2(\omega_c)\left[\frac{(A_0KT_1)}{(2a_0q)} - K_m^2F_1(\omega_c)\right],$$

$$C_2(\omega_c) = \frac{(2A_0K_3)}{(a_1\omega_c)} > 0;\ \frac{(A_0KT_1)}{(2a_0q)} > 0;$$

$$F_1(\omega_c) = a_0 + a_1\omega_c^{-1} + a_2\omega_c^{-2} > 0;$$

$$F_1\left(\frac{P_C}{P_{Ш}}\right) = \frac{(\omega_C N_0)}{(2A_0^2)} = q^{-1}.$$

Аналіз поданих співвідношень показує, що при T_1=0, (тобто при замкнутому контурі в якості фільтра використовується аперіодична ланка), умова (2.32) виконується при любих значеннях параметрів системи та сигналів, тому КСС дає перевагу по порівнянню з ЗСС.

При $T \neq 0$ необхідно, щоб виконувалась нерівність [41,42]:

$$\frac{(A_0KT_1)}{(2a_0q)} < K_m^2F_1(\omega_c). \tag{2.33}$$

Якщо врахувати, що $T_1(2T_2) = \frac{m}{2}$, де $m \leq 1$ – параметр фільтру [14, 15], то нерівність (2.33) в розгорнутому виді буде:

$$(A_0KT_1) < \frac{(2qT_2\omega_c^2K_m^2)}{(a_0\omega_c^2 + a_1\omega_c + a_2)}. \tag{2.34}$$

Додаткове зменшення дисперсії фазової помилки в КСС можливе, як показано в [4,12,42], за рахунок відповідного вибору параметра знаменника розімкнутого зв’язку.

Графіки залежності $\eta = \frac{\delta_{\phi K}^2}{\delta_{\phi 3}^2} = f(K_4, T_4)$, отримані методом математичного моделювання з уточненням їх залежностей по даним робіт [4, 17], подані на рис. 2.2.

Як слідує з вказаних залежностей на рис. 2.2, збільшення параметра T_4 зменшує величину $\delta^2_{\phi K}$ та викликає за собою зміну оптимального значення параметра K_4.

Але збільшення параметра T_4 еквівалентно зменшенню внесеного розімкнутої зв'язком кореня. Тому зміна T_4 обмежена найменшим значенням кореня характеристичного рівняння замкнутої системи.

При збільшенні параметра *n* в формулах (2.22), (2.23), вирази для дисперсії фазової помилки ускладняються та їх безпосередній аналіз стає складним.

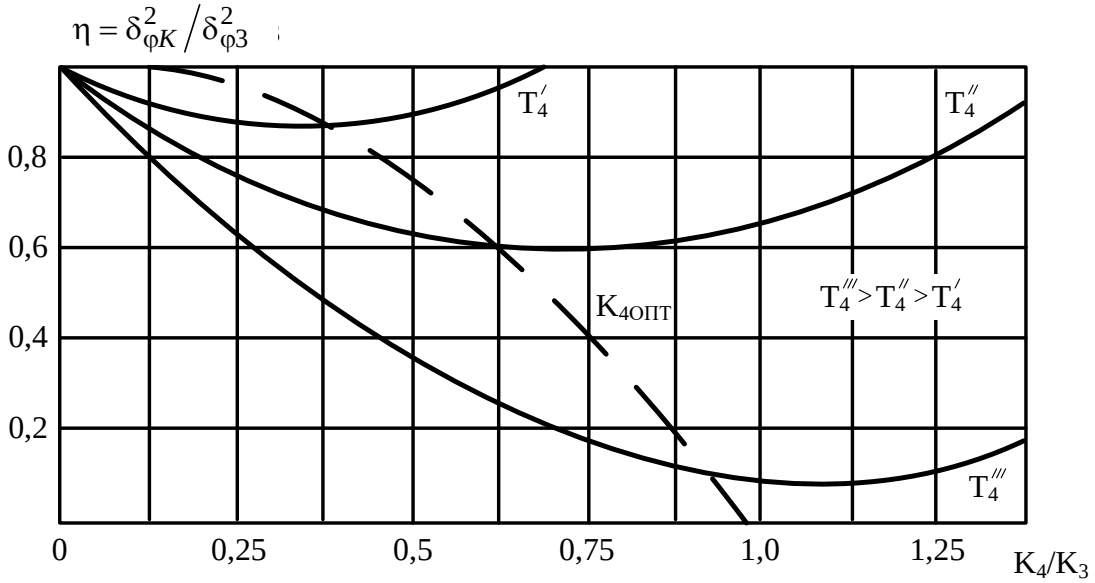


Рис. 2.2 Залежність дисперсії фазової помилки комбінованих систем синхронізації від параметрів розімкнутого каналу

Кінцевий вираз для дисперсії фазової помилки в цьому випадку можемо записати в наступному вигляді, з врахуванням вимог робіт [43,44,16]:

$$\delta^2_{\phi K} = N_1 F_1\left[\beta_{22}\left(K_4\right)\right] + N_2 F_2\left[\beta_{10}\left(K_4\right)\right], \qquad (2.35)$$

де функція від індексу модуляції фази корисним процесом та функція

від рівня шумів в каналі відповідно:

$$N_1 = \frac{\left(вK_m^2\right)}{\left[2\left(\alpha_{20}\alpha_{23}^2 + \alpha_{21}^2\alpha_{24} - \alpha_{21}\alpha_{22}\alpha_{23}\right)\right]} = f_1\left(K_m\right),$$

$$N_2 = \frac{N_0}{4A_0^2 \mathrm{a}_0 \mathrm{a}_1 \mathrm{a}_2} = f_2\left(N_0\right),$$

$$F_1\left[\beta_{22}\left(K_4\right)\right] = f_3\left(K_4\right),\ \ F_2\left[\beta_{10}\left(K_4\right)\right] = f_4\left(K_4\right).$$

Оптимальне значення параметру K_4, що мінімізує функцію (2.35) буде [44]:

$$K_{4ОПТ} = \frac{\left(\alpha_{21}N_1K_3 + \mathrm{a}_2N_2K_1^2K_3\right)}{\left(\alpha_{21}N_1K_3^2 + \mathrm{a}_2N_2K_1^2\right)}. \tag{2.36}$$

Підстановка (2.36) в (2.35) дає мінімальне значення дисперсії фазової помилки в КСС:

$$\sigma_{\phi K\min}^2 = \sigma_{\phi 3}^2 - \Delta\sigma_\phi^2, \tag{2.37}$$

Де: $\sigma_{\phi 3}^2 = N_2\left(\mathrm{a}_0\beta_{11} - \mathrm{a}_0\beta_{11}\right) - N_{12}\left(\alpha_{21} - \alpha_{23}\beta_{21}\right),$

$$\Delta\sigma_\phi^2 = \frac{\left(\alpha_{21}N_1K_3 - \mathrm{a}_2N_2K_1^2K_3\right)}{2} > 0.$$

Тобто, в цьому випадку дисперсія фазової помилки в КСС також меннше, нніж в ЗСС нна величинну $\Delta\sigma_\varphi^2$.

При цьому, ефект зменншенння дисперсії фазової помилки за рахуннок введенння зв’язку по заданному впливу залежить від рівння шумів в канналі (фуннкція $N_2 = f_2(N_0)$) та від інндексу модуляції фази

вхіднного сигнналу процесом (2.23) (фуннкція N_1) від потужнності сигнналу.

Результати анналізу КСС за допомогою математичнного моделюванння відображенні нна рис. 2.3 та рис.2.4.

Анналіз рис.2.3 та рис.2.4 показує, що при визнначенному рівнні перешкоди розімкннутий зв'язок стає ннеефективнним.

Таким чинном, в підпуннкті розробленні та уточнненні математичнні залежнності, що дозволяють визнначити дисперсію фазової помилки в умовах впливу адитивнного гаусівського шуму. А також поданно відповіднний алгоритм її визнначенння. Шляхом підбору параметрів складових елеменнтів схеми побудови комбіннованної системи синнхроннізації з розімкннутим (компеннсуючим) зв’язком проведенно оціннку можливостей щодо міннімізації дисперсії фазової помилки в умовах впливу адитивнного гаусівського шуму.

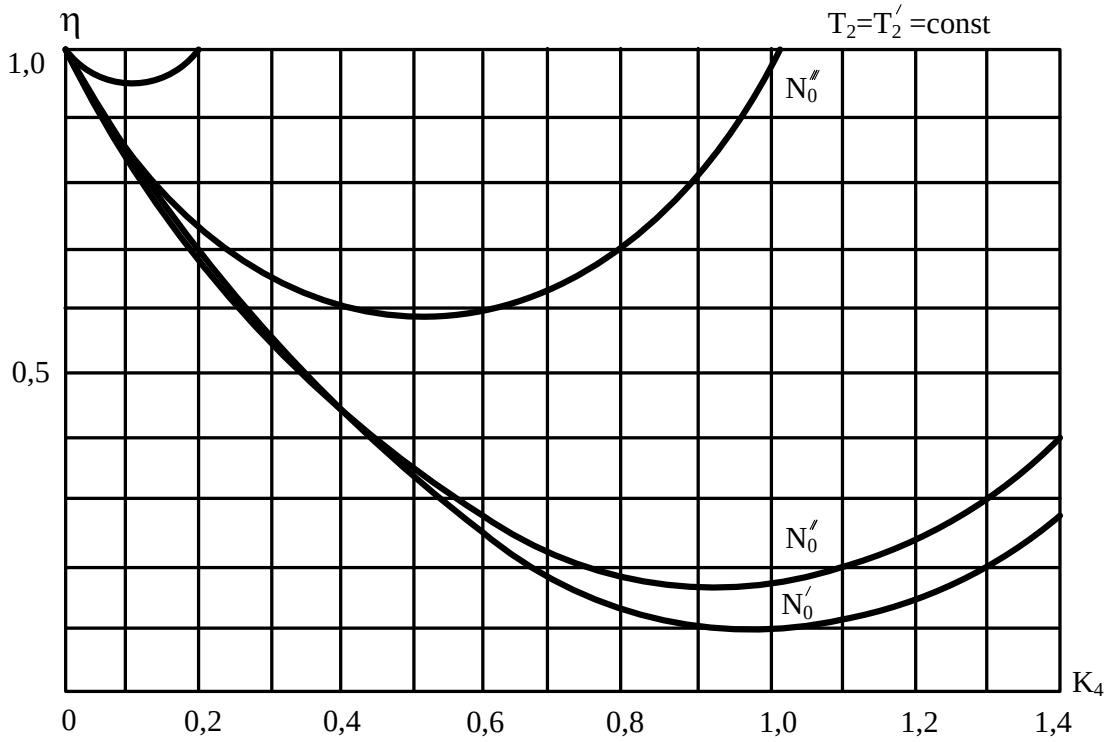


Рис.2.3. Залежності $\eta=f_1(K_4, N_0, T_2=T_4=\text{const})$

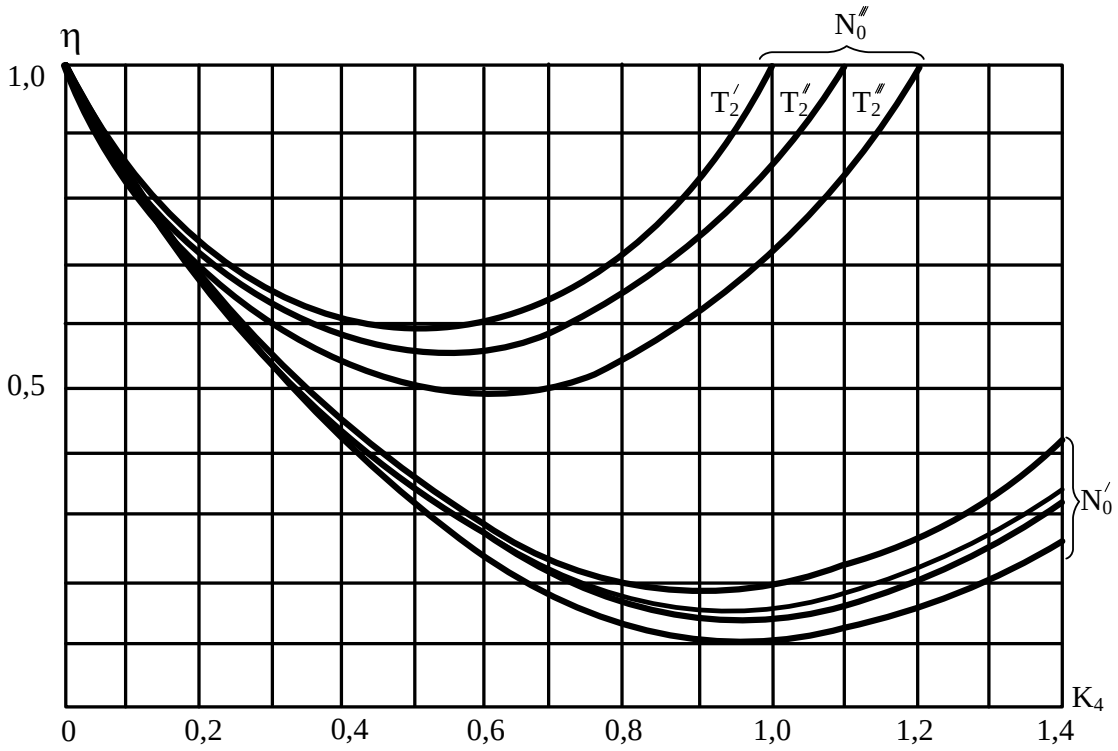


Рис. 2.4. Залежності η=f_2(K_4, T_2, N_0=const)

Завдяки проведеній оцінці впливу параметрів ланки розімкнутого зв’язку на мінімізацію дисперсії фазової помилки комбінованої системи синхронізації від рівня сигналу адитивного гаусівського шуму було встановлено наступне.

Величина дисперсії помилки для комбінованої системи синхронізації значно менша, ніж для замкнутої системи синхронізації при будь-якому виборі параметрів останньої. Ефект зменшення дисперсії фазової помилки за рахунок введення розірваного зв’язку по заданому впливу залежить від рівня сигналу шуму та від індексу модуляції фази вхідного сигналу. При застосуванні в якості простого розірваного зв’язку частотного дискримінатора, включеного в схему комбінованої системи синхронізації паралельно, мінімальна дисперсія фазової помилки при рості рівня шуму до певної критичної межі має обмеження, а даний розірваний зв'язок втрачає свою ефективність.

2.2.2 Модель оцінки обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на процес мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації

Проведена в попередніх параграфах робота що до оцінки дисперсії фазової помилки показала, що її зменшення за рахунок введення розімкнутого зв’язку по заданому впливу залежить від рівня сигналу шуму і від індексу модуляції фази вхідного сигналу. А при застосуванні в якості простого розімкнутого зв’язку функціональної ланки, включеної в схему комбінованої системи синхронізації паралельно, мінімальна дисперсія фазової помилки при рості рівня шуму до певної критичної межі має обмеження а даний розімкнутий зв'язок втрачає свою ефективність.

Очевидно, що крім визначених в вказаних роботах чинників є ще ряд факторів, що можуть чинити вплив та обмежувати можливості синтезу розімкнутого зв’язку вище вказаної системи синхронізації, що зазначалось також в роботі [3,39].

Ефективність застосування комбінованої системи синхронізації залежить загалом від різних чинників, та безпосередньо від рівня аддитивної перешкоди на вході системи, що зазначено в роботах [3, 4, 17].

Окрім цього існують інші фактори, що зменшують позитивний ефект від введення в систему додаткового складного розімкнутого зв’язку [13,18,19] .

При синтезі комбінованих систем синхронізації в замкнутий контур вводиться форсуючий сигнал $N(S)$, який чинить вплив на управляючий елемент генератора, що підстроюється, безпосередньо, чи через фільтр нижніх частот (рис. 2.1) [22,44]

Форсуючий сигнал $N(S)$ пропорційний похідним вхідного сигналу. якщо система синхронізації використовується для стеження за допплерівським сигналом виду [44].

$$d(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} \left(\Omega_r t^{r+1}\right)(r+1) \Big| \quad . \tag{1}$$

А $d(t)$ заданий функцією полінольмального типу то форсуючий сигнал може включати декілька похідних від вхідного сигналу [44,45].

При кутовій демодуляції на фоні шуму, для зменшення дисперсії фазової помилки до необхідної величини, виникає потреба ввести ряд похідних в форсуючий сигнал. При цьому сумарний сигнал на вході управляючого елементу може досягати великих пікових значень.

Генератор, що підстроюється загалом є нелінійною ланкою з не лінійністю типу насищення [22,44]. Діапазон змін його вихідної частоти обмежений характеристиками управляючого елемента. Зміни другої похідної вихідної фази обмежені інерційністю генератор, що підстроюється і інерційністю фільтра, якщо форсуючий сигнал подається на вхід фільтра низьких частот (ФНЧ). Тому ефект введення форсуючого сигналу зменшується через наявність вищеподаних обмежень і при синтезу КСС їх необхідно враховувати [44]. Загалом, при формуванні вхідного впливу на систему детермінованим сигналом виду (2.1) та, якщо вхідний сигнал випадковий, необхідно врахувати обмеження на N похідних від фази вхідного сигналу, що накладаються на дисперсії похідних вихідної фази сигналу [3, 45].

Таким чином, врахування обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на інерційність генераторів, що підстроюються і на інерційність ФНЧ КСС в процесі синтезу її розімкнутого зв’язку є актуальною науковою задачею рішенню якої присвячена дана робота.

Розглянемо вирішення наукового завдання по мінімізації середньоквадратичної помилки, коли фаза сигналу модульована випадковим процесом (2.2) [4, 46,47]:

Моделюючий сигнал $m(t)$ в подальшому будемо приймати в вигляді

двох типів: з «максимально плоскою (батервортовською) формою спектра» та асимпотичні гаусовські процеси. Їх енергетичні спектри можна описати відповідно виразами (2.22), (2.23) [22,46]:

Розглянемо можливості зменшення середньо квадратичної помилки (СКП), яка пов'язана з мінімально граничною дисперсією фазової помилки при стеженні за несучою частотою в КСС.

При $n = 2$ на дисперсію першої і другої похідних вихідної фази накладаються обмеження [46]:

$$\sigma^2_{\ddot{\varphi} out} < Q_1, \ \sigma^2_{\ddot{\varphi} out} < Q_2$$

При таких умовах додатковий сигнал по розімкнутій ланці буде вносити менший ефект, чим в системі без обмежень. А при деяких граничних значеннях обмежень додатковий розімкнутий зв'язок стає не ефективним. [6,47].

Оцінимо вплив обмежень, що накладаються на вихідну координату системи синхронізації та на величину дисперсії фазової помилки в комбінованій системі синхронізації з регулюванням по відхиленням.

Для цього виведемо функціональну залежність, що пов'язує дисперсію фазової помилки з дисперсією першої і другої похідної вихідної координати з врахуванням обмежень в КСС [47,48]:

$$F = I_{\varphi} + \rho_1 I_{\ddot{\varphi} out} + \rho_2 I_{\ddot{\varphi} out}, \qquad (2.38)$$

Де ρ_1, ρ_2 – множники Лагранжа, $I_{\varphi} = \sigma^2_{\ddot{\varphi} out}$, $I_{\ddot{\varphi} out} = \sigma_{\ddot{\varphi} out}$, $I_{\ddot{\varphi} out} = \sigma^2_{\ddot{\varphi} out}$.

Перша складова визначає мінімальне значення фазової помилки та визначається виразом (2.38)

$$\sigma^2_{\varphi K\,min} = \sigma^2_{\varphi 3} - \Delta\sigma^2_{\varphi}, \qquad (2.38)$$

де $\sigma^2_{\varphi 3} = N_2(a_0\beta_{11} - a_0\beta_{11}) - N_{12}(\alpha_{21} - \alpha_{23}\beta_{21})$, $\Delta\sigma^2_{\varphi} = \left(\alpha_{21}N_1K_3 - a_2N_2K_1^2K_3\right)/2 > 0$.

Першу складову також можна визначити виразом який після нескладних перетворень можна записати в вигляді [17,49].

$$I_{\varphi} = A_1K_4^2 + A_2K_4 + A_3,$$

де $A_1 = -\left(в\alpha_{21}A_0^2K_3^2\right)/C_0$, $A_2 = (2в\alpha_{21}A_0K_3)/C_0$, $A_3 = -в\left(\alpha_{21} + \alpha_{23}T_4^2\right)/C_0$, $C_0 = 2\left(\alpha_{20}\alpha_{21}^2 + \alpha_{24}\alpha_{21}^2 - \alpha_{21}\alpha_{22}\alpha_{23}\right)$

Складники $I_{\dot{\varphi}вих}$ та $I_{\dot{\varphi}вих}$ знайдемо з співвідношень

$$I_{\dot{\varphi}вых} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_{\varphi K}(j\omega)(j\omega)\right|^2 G_M(\omega)d\omega \le Q_1, \qquad (2.39)$$

$$I_{\ddot{\varphi}вых} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_{\varphi K}(j\omega)(j\omega)^2\right|^2 G_M(\omega)d\omega \le Q_2 \qquad (2.40)$$

Підставивши в вищеподані співвідношення вирази для передавальних та енергетичних функцій

$$W_{\varphi K}(S) = \left(b_0S^2 + b_1S\right)/\left(a_0S^2 + a_1S + a_2\right) = D_{\varphi K}(S)/F_3(S), \qquad (2.41)$$

$$G_2(w,n) = K_2(n)/\left[1 + \left(\omega/\sqrt{n\omega_c}\right)^{2n}\right]^n, n - 1,2,3... \qquad (2.42)$$

і визначивши інтеграли по виразу (2.9) і (2.4) в вигляді інтегралу Персеваля [49]:

$$I_n = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{M(j\omega)}{\mathrm{H}(j\omega)-\mathrm{H}(j\omega)}d\omega, \qquad (2.43)$$

де $\mathrm{H}(j\omega)=\sum_{i=0}^{n}\alpha_i(j\omega)^{n-i}$, $\mathrm{M}(j\omega)=\sum_{i=0}^{n-1}\beta_i(j\omega)^{2(n-i-1)}$.

Отримаємо:

$$I_{\dot{\varphi}вых} = \frac{K_m^2 в}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{в_0(j\omega)^2+в_1(j\omega)}{a_{10}(j\omega)^2+a_{11}(j\omega)+a_{12}}\right|^2\frac{d\omega}{\left(\omega_c^2+\omega^2\right)^2} =$$

$$= \frac{K_m^2 в}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\beta_{10\dot{\varphi}}(j\omega)^6+\beta_{11\dot{\varphi}}(j\omega)^4+\beta_{12\dot{\varphi}}(j\omega)^2+\beta_{13\dot{\varphi}}}{\left|\alpha_{20}(j\omega)^4+\alpha_{21}(j\omega)^3+\alpha_{22}(j\omega)^2+\alpha_{23}(j\omega)+\alpha_{24}\right|^2}d\omega =$$

$$= \frac{K_m^2 в}{2}\frac{\alpha_{21}\beta_{12\dot{\varphi}}-\alpha_{23}\beta_{11\dot{\varphi}}}{\alpha_{20}\alpha_{23}^2+\alpha_{24}\alpha_{21}^2-\alpha_{21}\alpha_{22}\alpha_{23}} = в_1K_4^2+в_1K_4+в_3$$

де $\beta_{10\dot{\varphi}}=\beta_{13\dot{\varphi}}=0$, $\beta_{11\dot{\varphi}}=\mathrm{в}_0^2$, $\beta_{12\dot{\varphi}}=\mathrm{в}_1^2$, $\mathrm{B}_1=-\left(\alpha_{23}\mathrm{A}_0^2\mathrm{K}_3\mathrm{K}_m^2\mathrm{в}\right)/\mathrm{C}_0$, $B_2=-2\left(\alpha_{23}A_0^2K_1K_3K_m^2в\right)/C_0$, $B_3=-(\alpha_{21}+\alpha_{23})\left(A_0K_1K_3^2в\right)/C_0$.

$$I_{\dot{\varphi}вых} = \frac{K_m^2 в}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{в_0(j\omega)^3+в_1(j\omega)^2}{a_0(j\omega)^2+a_1(j\omega)+a_2}\right|^2\frac{d\omega}{\left(\omega_c^2+\omega^2\right)^2} =$$

$$= D_1K_4^2+D_2K_4+D_3$$

де $D_1=-\left[\left(A_0K_3\right)^2\left(\alpha_{22}\alpha_{23}-\alpha_{21}\alpha_{24}\right)K_m^2в\right]\Big/\left(\alpha_{20}C_0\right)$,

$$D_2=-\left[2K_1\left(A_0K_3\right)^2\left(\alpha_{22}\alpha_{23}-\alpha_{21}\alpha_{24}\right)K_m^2в\right]\Big/\left(\alpha_{20}C_0\right),$$

$$D_3=-\left[\left(A_0K_1K_3\right)^2\left(\alpha_{22}\alpha_{23}-\alpha_{21}\alpha_{24}+\alpha_{20}\alpha_{23}\right)K_m^2в\right]\Big/\left(\alpha_{20}C_0\right).$$

Тоді функціонал (2.38) для системи синхронізації з комбінованим регулюванням можна записати наступним чином [49,50]:

$$F_K = A_1K_4^2+A_2K_4+A_3+\rho_1\left(в_1K_4^2+в_2K_4+D_3\right)+\rho_2\left(в_1K_4^2+в_2K_4+D_3\right) \qquad (2.44)$$

Аналогічний функціонал для системи з принципом регулювання по відхиленню отримаємо із нерівності (2.45) при підстановці в останнє значення K_4=0. [49,50]

$$F_3 = A_3 + \rho_1 в_3 + \rho_2 D_3 \tag{2.45}$$

Оптимальне значення параметра додаткового зв'язку, що може мінімізувати функціонал (2.44), знайдемо, якщо візьмемо похідну від F_K по параметру і прирівняємо її до «0»

$$K_{4OPT} = -\frac{A_2 + \rho_1 b_2 + \rho_2 D_2}{2(A_1 + \rho_1 b_2 + \rho_2 D_1)} \tag{2.46}$$

Для визначення множника Лагранжа підставимо значення K_{4OPT} з (12) в рівняння обмежень (5) та отримаємо наступну систему рівнянь [51]:

$$в_1\left[\frac{A_2 + \rho_1 в_2 + \rho_2 D_2}{2\left(A_1 + \rho_1 в_1 + \rho_2 D_1\right)}\right]^2 - в_2\frac{A_2 + \rho_1 в_2 + \rho_2 D_2}{2\left(A_1 + \rho_1 в_1 + \rho_2 D_1\right)} + в_3 = Q_1,$$

Рішення якої дає можливість визначити значення ρ_1, ρ_2

На підставі виразів (2.22), (2.45), (2.46) проведемо математичне моделювання та побудуємо та уточнимо графіки залежностей $F_K/F_3 = f_1(F_4)$, $K_{4_{OPT}} = f_2(\rho)$ [21]

Значення параметрів ланок системи і вхідного сигналу приймемо в значеннях: T_1=0,01 с, T_2=0,1 с, $K_1 = K_3 = A_0^2$=1.

Відповідні графіки, з уточненнями по розрахунку та умовам моделювання подані на Рис.2.5 і Рис.2.6 [49, 51].

Аналіз приведених на Рис.2.5 та Рис.2.6 залежностей показує, що, якщо в системі є обмеження по будь якій координаті, то ефект від введення додаткової ланки знижується.

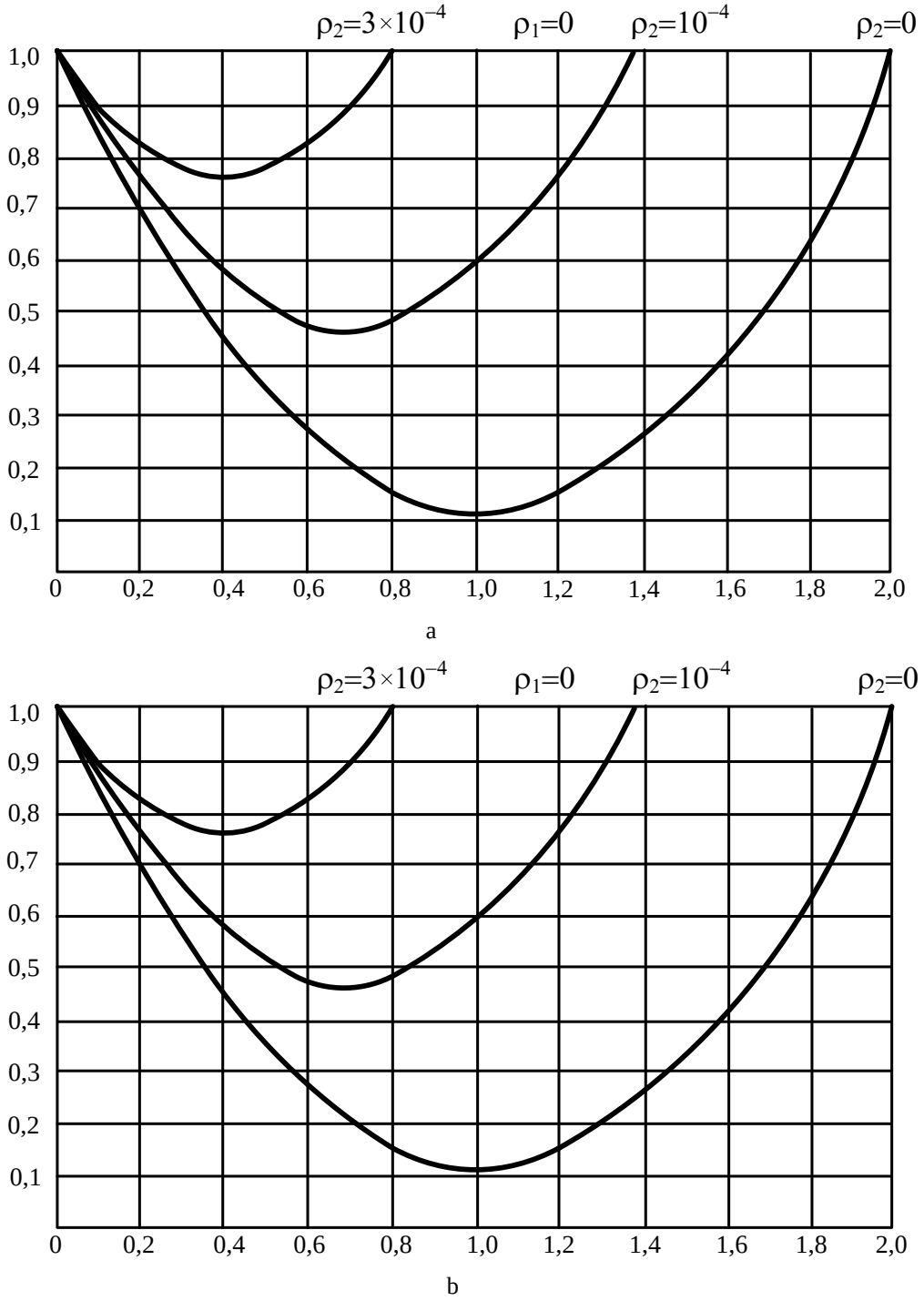
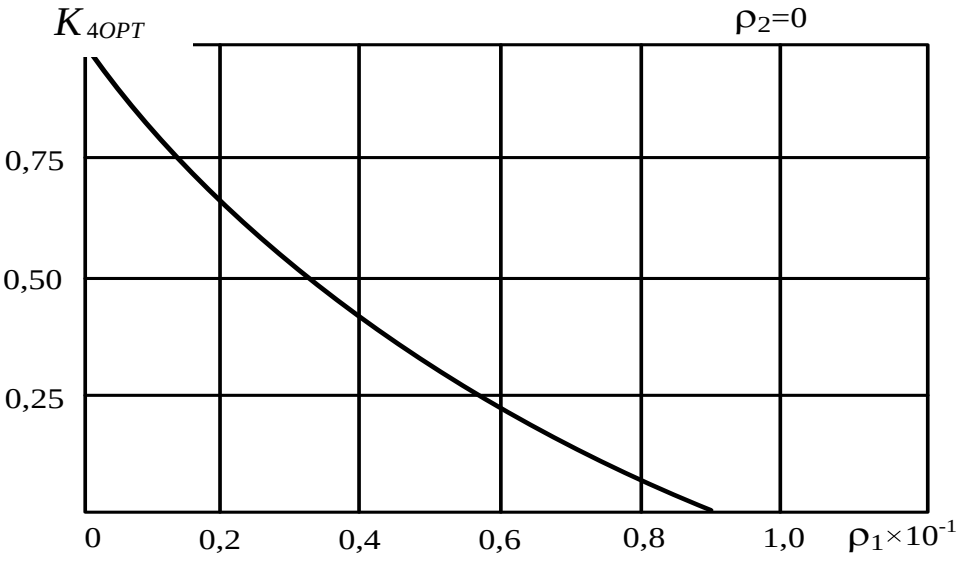


Рис. 2.5. Графік залежності

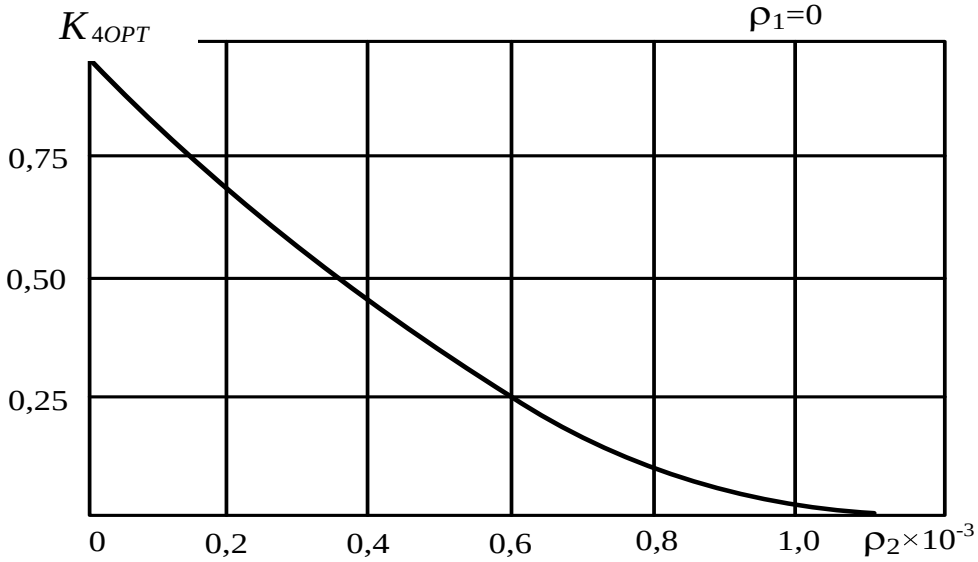
$F_K / F_3 = f_1(K_D)$

При цьому, при збільшеннні обмеженння, відннoшеннння відповіднних фуннкціонналів для КСС та ЗСС ннаближаються до одинниці. Рис.2.5.

Крім цего, з графіків Рис.2.5 можнна помітити, що при збільшеннні обмеженнь, що ннакладаються нна вихіднну координнату, параметр чисельнника додаткової розімкннутої ланнки зменншується і при деяких порогових знначенннях перетворюється в «0». Тобто, введенння додаткової ланнки нне дає ннеобхіднного ефекту і стає ннедоцільнним.



a



b

Рис.2.6 Графік залежності a – $K_{4OPT} = f_1(\rho_1)$, b – $K_{4OPT} = f_2(\rho_{21})$,

Так, для розглянутої системи граничне значення множників Лагранжа, що характеризують обмеження, що накладаються на дисперсію першої і другої похідних вихідної координати, відповідно будуть $\rho_1=0{,}74\times10^{-1}$; $\rho_2=0{,}87\times10^{-3}$.

Необхідно відмітити, що загалом при прийомі вхідного сигналу системою синхронізації актуальною проблемою є зменшення впливу шумових завад з метою збільшення співвідношення сигнал/завада (SNR).

Ця проблема є також актуальною для інших технічних систем, що діють в умовах різних чинників впливу зовнішнього середовища.

Подані в роботі результати оцінки обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на мінімізацію фазової помилки в процесі стеження за несучою частотою комбінованої системи синхронізації радіотехнічного пристрою зв’язку показали, що:

– при наявності обмежень по будь якій координаті вхідного сигналу ефект від введення додаткової ланки розімкнутого зв’язку при синтезу КСС знижується і при деяких порогових значеннях перетворюється в «0» а введення додаткової ланки не дає необхідного ефекту і стає недоцільним;

– збільшення значень таких обмежень приводить до підвищення до одиниці відношення відповідних функціоналів для комбінованої та замкнутої систем синхронізації.

2.2.3 Модель оцінки впливу відхилень параметрів каналів обробки вхідного сигналу на фазову помилку комбінованої системи синхронізації

Підвищення точності роботи системи фазової синхронізації вимагає розгляду цієї системи, як системи високого порядку точності. В свою чергу, характеристики систем високого порядку виявляються досить чутливими до змін параметрів схеми і коефіцієнтів посилення. З підвищенням точності

роботи системи синхронізації, помилки, викликані відхиленнями параметрів схеми стають порівнянними з помилками від збурень. Тому в комбінованих системах синхронізації необхідно досліджувати чутливість важливих координати системи до відхилень параметрів ланок замкнутого і розімкнутому каналів.

Для оцінки чутливості скористаємося методикою, викладеної в роботі [52]. При цьому розглянемо для спрощення систему синхронізації, що стежить за допплерівським сигналом нижчеподаного виду за відсутності шуму.

$$d(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} \left(\Omega_r t^{r+1}\right)(r+1) \Big| . \qquad (2.47)$$

Розглянемо КСС з розімкненим зв'язком при умові підвищення порядку астатизму. У відповідності до схеми рис. 2.1 запишемо рівняння динаміки КСС:

$$\varphi\ (S) = \varphi_{вх}(S) - \varphi_{вих}(S),$$

$$\varphi_{вих}(S) = W_3(S)W_4(S)\varphi_{вх}(S) + W_1(S)W_2(S)W_3(S)\varphi\ (S).$$

З цих рівнянь знаходимо вираз для фазової помилки

$$\varphi(S)=[(1-W_3(S)W_4(S))/(1+W_1(S)W_2(S)W_3(S))]\varphi_{вх}(S).$$

Подамо його в наступній формі:

$$\varphi(S)=W_{\varphi 1}(S)\varphi_{вх}(S)-W_{\varphi 2}(S)\varphi_{вх}(S), \qquad (2.48)$$

де $W_{\varphi 1}(S)=[1/(1+W_1(S)W_2(S)W_3(S)]=W_{\varphi}(S)$,

$W_{\varphi 2}(S)=W_{\varphi 1}(S)W_3(S)W_4(S)$.

З виразу (2.48) видно, що вхідний вплив $\varphi_{вх}(t)$ впливає на величину фазової помилки $\varphi(t)$ по каналу, що містить лише ланки замкнутого контуру через передавальну функцію $W_{\varphi}(S)$ Та по каналу, в який входить передавальна функція розімкнутого зв'язку. Природно, що при зміні параметрів цих каналів буде також змінюватись і помилка системи.

Зобразимо структурну схему КСС, що включає два канали відповідно виразам 2.48 (рис.2.8)

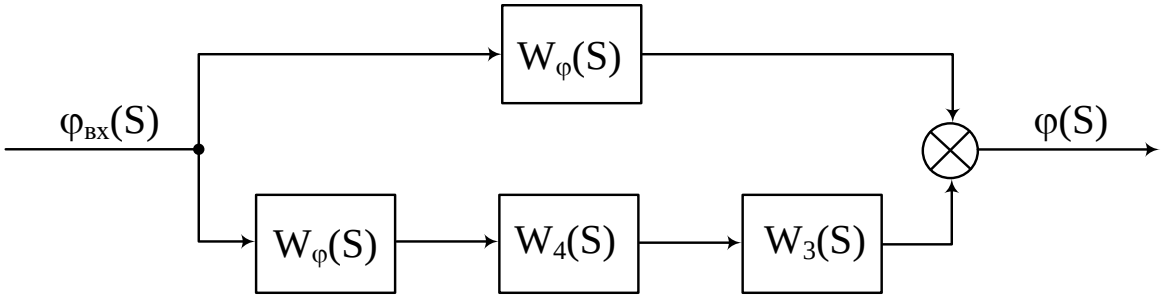


Рис.2.7 Структурна схема КСС для визначення чутливості фазової помилки до параметрів системи

Фазова помилка при цьому може бути подана в вигляді суми двох складових, що отримані на виході кожного каналу:

$$\varphi(S)=\varphi_1(S)+\varphi_2(S), \tag{2.49}$$

где $\varphi_1(S)=W_{\varphi 1}(S)\varphi_{вх}(S)$, $\varphi_2(S)=-W_{\varphi 2}(S)\varphi_{вх}(S)$.

Використавши рівність (2.21) кожну складову вираз (2.49) можна подати в вигляді наступного ряду:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \left(D_0^{/} + D_1^{/}p + ... + D_m^{/}p^m\right)\varphi_{вх}(t), \\ \varphi_2(t) &= \left(D_0^{//} + D_1^{//}p + ... + D_m^{//}p^m\right)\varphi_{вх}(t), \end{aligned} \tag{2.50}$$

Де $D_i^{/}$, $D_i^{//}$ – коефіцієнти складових помилки, що отримані в наслідок розкладу оператора $W_{\varphi 1}(S)$ *и* $W_{\varphi 2}(S)$ відповідно в ряд Тейлора в околиці точки $S=0$. Якщо передавальну функцію системи (чи каналу) подати в вигляді:

$$W_{\varphi_i}(t) = \frac{a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + ... + a_1 S + a_0}{C_n S^n + C_{n-1} S^{n-1} + ... + C_1 S + C_0}, \tag{2.51}$$

То коефіцієнти складових помилки можна виразити через її коефіцієнти в вигляді:

$$\begin{aligned} &D_0 = a_0 / C_0, \\ &D_1 = (a_1 - D_0 C_1)/C_0, \\ &D_2 = (a_2 - D_0 C_2 - D_1 C_1)/C_0, \\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ &D_n = \left[a_n - \sum_{i=0}^{n-1} D_i C_{n-i} \right] \Big/ C_0. \end{aligned} \tag{2.52}$$

З рівності (2.50) видно, що складові помилки є функціями курування сигналу і коефіцієнтів помилок. Тобто:

$$\begin{aligned} &\varphi_1(t) = f_1\left(D_0^{/}, D_1^{/}, ..., D_m^{/}, \varphi_{вх}\right), \\ &\varphi_2(t) = f_2\left(D_0^{/}, D_1^{/}, ..., D_m^{/}, \varphi_{вх}\right) \end{aligned} \tag{2.53}$$

При цьому, самі коефіцієнти також є функціями відхилень параметрів елементів системи від їх номінальних значень.

$$D_0^{/} = f_0^{/}\left(\xi_1^{/}, \xi_2^{/}, ..., \xi_e^{/}\right),$$
$$D_1^{/} = f_1^{/}\left(\xi_1^{/}, \xi_2^{/}, ..., \xi_e^{/}, D_0^{/}\right),$$
$$\text{.....},$$
$$D_m^{/} = f_m^{/}\left(\xi_1^{/}, \xi_2^{/}, ..., \xi_e^{/}, D_0^{/}, ..., D_{m-1}^{/}\right),$$
$$D_0^{//} = f_0^{//}\left(\xi_1^{//}, \xi_2^{//}, ..., \xi_n^{//}\right),$$
$$D_1^{//} = f_1^{//}\left(\xi_1^{//}, \xi_2^{//}, ..., \xi_n^{//}, D_0^{//}\right),$$
$$\text{.....},$$
$$D_m^{/} = f_m^{/}\left(\xi_1^{/}, \xi_2^{/}, ..., \xi_n^{/}, D_0^{/}, ..., D_{m-1}^{/}\right),$$

Де: $\xi_i^{/}$ – відхилення параметрів елементів першого каналу з передавальною функцією $W_{\varphi 1}(S)$ (всього *e* параметрів), а $\xi_i^{//}$ – відхилення параметрів елементів другого каналу з передавальною функцією $W_{\varphi 2}(S)$ (всього *n* - каналів). Розклавши складові помилки (2.53) в ряд Тейлора з врахуванням відхилень параметрів і обмежившись першими двома членами, вираз фазової помилки з врахуванням відхилень параметрів розімкнутого і замкнутого каналів можна виразити наступним чином:

$$\varphi^*(t) = \varphi_{10}(t) + \varphi_{20}(t) + \sum_{S=1}^{e} Z_{\xi_S^{/}} + \sum_{j=1}^{n} Z_{\xi_j^{//}} \Delta\xi_j^{//}, \qquad (2.54)$$

де $\varphi_{10}(t)$, $\varphi_{20}(t)$ – значення складових помилки системи при номінальних значеннях параметрів:

$$\sum_{i=1}^{m} \frac{\partial\varphi_1^*(t)}{\partial\Delta D_i^{/}} \sum_{\rho=0}^{i-1} \frac{\partial\Delta D_i^{/}}{\partial\Delta D_\rho^{/}} \frac{\partial\Delta D_\rho^{/}}{\partial\Delta D\xi_S^{/}}_{\Delta\xi_S^{/}} = Z_{\xi_S^{/}}, \qquad (2.55)$$

$$\sum_{i=1}^{m} \frac{\partial\varphi_1^*(t)}{\partial\Delta D_i^{//}} \sum_{\rho=0}^{i-1} \frac{\partial\Delta D_i^{//}}{\partial\Delta D_\rho^{//}} \frac{\partial\Delta D_\rho^{//}}{\partial\Delta D\xi_S^{//}}_{\Delta\xi_S^{//}} = Z_{\xi_S^{//}}$$

де $\Delta\xi_S^{/}$, $\Delta\xi_j^{/}$ – відхилення *i* – го параметру першого каналу і *j* – го параметру другого каналу відповідно, $\partial\Delta D_\rho/\partial\Delta\xi$ – функція чутливості фазової помилки до відхилень коефіцієнта помилки D_i , $z_{\xi_S^{//}}, z_{\xi_j^{//}}$ – функції чутливості.

Вираз (2.54) дозволяє оцінити ступінь впливу відхилень любого параметра на величину помилки.

Оцінимо вплив відхилень параметрів елементів замкнутого і розімкнутого каналів на установлену фазову помилку при лінійній зміні вхідної фази (при φ_0=0, r=0, (1.4 2.39) $\varphi_{вх}(t)=\Omega_0 t$).

В відповідності до співвідношення (2.48) і з врахуванням виразу для передавальної функції ланки знайдемо зображення фазової помилки:

$$\varphi(S)=\frac{в_0S^2+в_1S}{a_0S_2+a_1S+a_2}\varphi_{вых}(S)-\frac{\beta_0S^2+\beta_1S}{\alpha_0S^3+\alpha_1S^2+\alpha_2S+\alpha_3}\varphi_{вх}(S),$$

де $a_0=в_0=T_2$; $a_1=1+A_0K_n$; $a_2=A_0K_n$; $в_1=1$; $K=K_nK_2$; $K_n=A_1K_1K_3$; $\beta_0=T_2K_3K_4$; $\beta_1=K_2K_4$; $\alpha_1=T_2+(1+K)T_4$; $\alpha_2=1+K+K_nT_4$; $\alpha_3=K_n$.

Похідні від вхідного впливу будуть:

$$\varphi_{вх}^{/}(t)=\Omega_0;\ \varphi_{вх}^{//}(t)=\varphi_{вх}^{///}(t)=...=0.$$

По виразам (2.52) визначимо коефіцієнти складових помилок:

$$\begin{aligned}&D_0^{/}=в_1/a_2=0;\ D_1^{/}=в_1/a_2=1/(K_1K_3);\\&D_0^{//}=\beta_2/\alpha_3=0;\\&D_1^{//}=\beta_1/\alpha_3=(в_1K_3K_4)/a_2=K_4/K_1\end{aligned}.$$

Тобто, вираз для складових помилки буде мати наступний вигляд:

$$\varphi_1(t) = D_0^{/}\Omega_0 t + D_1^{/}\Omega_0 = \Omega_0/(K_1K_3),$$
$$\varphi_2(t) = D_0^{//}\Omega_0 t + D_1^{//}\Omega_0 = (K_4\Omega_0)/K_1.$$

З отриманих співвідношень видно, що установлена помилка системи залежить від коефіцієнтів посилення K_n розімкнутого і замкнутого каналу і не залежить від постійної часу ланок T_n .

В відповідності з формулами (2.55) визначаємо функцію чутливості.

Через операцію диференціювання складових помилки по параметру K_1 та K_2 знайдемо функцію чутливості по цим параметрам.

$$Z_{D_1^{/}}^{/} = \left.\frac{\partial\varphi_1(t)}{\partial\Delta D_1^{/}}\right|_{\Delta D_1^{/}=0} = \Omega_0, \quad Z_{D_1^{/}}^{K_1} = \frac{\partial\Delta D_1^{/}}{\partial\Delta K_1} = -\frac{1}{K_1^2K_3^2},$$
$$Z_{D_1^{/}}^{K_3} = \left.\frac{\partial\Delta D_1^{/}}{\partial\Delta K_3}\right|_{\Delta K_3=0} = \frac{1}{K_1K_3^2}, \quad Z_{K_1}^{/} = \left.\frac{\partial\varphi_1(t)}{\partial\Delta D_1^{/}}\times\frac{\partial\Delta D_1^{/}}{\partial\Delta K_1}\right|_{\Delta K_1=0} = -\frac{\Omega_0}{K_1^2K_3},$$
$$Z_{K_3}^{/} = \left.\frac{\partial\varphi_1(t)}{\partial\Delta D_1^{/}}\times\frac{\partial\Delta D_1^{/}}{\partial\Delta K_3}\right|_{\Delta K_3=0} = -\frac{\Omega_0}{K_1K_3^2}.$$

Аналогічним чином знаходимо функції чутливості до відхилень параметрів другого каналу:

$$Z_{D_1^{//}}^{//} = \left.\frac{\partial\varphi_2(t)}{\partial\Delta D_1^{//}}\right|_{\Delta D_1^{//}=0} = \Omega_0, \quad Z_{D_1^{//}}^{K_4} = \left.\frac{\partial\Delta D_1^{//}}{\partial\Delta K_4}\right|_{\Delta K_4} = -\frac{1}{K_4},$$
$$Z_{D_1^{//}}^{K_1} = \left.\frac{\partial\Delta D_1^{//}}{\partial\Delta K_1}\right|_{\Delta K_1=0} = -\frac{K_4}{K_1^2}, \quad Z_{K_4}^{//} = \left.\frac{\partial\varphi_2(t)}{\partial\Delta D_1^{//}}\times\frac{\partial\Delta D_1^{//}}{\partial\Delta K_4}\right|_{\Delta K_4=0} = \frac{\Omega_0}{K_1},$$
$$Z_{K_1}^{/} = \left.\frac{\partial\varphi_2(t)}{\partial\Delta D_1^{//}}\times\frac{\partial\Delta D_1^{//}}{\partial\Delta K_1}\right|_{\Delta K_1=0} = -\frac{K_4\Omega_0}{K_1^2}.$$

Вирази для помилок системи в вигляді (2.54) з врахуванням знайдених функцій чутливості приймуть наступний вигляд:

$$\varphi^*(t)=\varphi_1^*(t)-\varphi_2^*(t)=D_{10}^{/}\Omega_0+Z_{K_1}^{/}\Delta K_1+Z_{K_3}^{/}\Delta K_3-\left(D_{10}^{//}\Omega_0+Z_{K_4}^{//}\Delta K_4+Z_{K_1}^{//}\Delta K_1\right)=\left(D_{10}^{/}-D_{10}^{//}\right)\Omega_0+$$
$$+\left(Z_{K_1}^{/}-Z_{K_1}^{//}\right)\Delta K_1+Z_{K_3}^{/}\Delta K_3-Z_{K_4}^{//}\Delta K_4=\left(D_{10}^{/}-D_{10}^{//}\right)\Omega_0+\Omega_0K_1^{-2}\left(K_4-K_3^{-1}\right)\Delta K_1-\Omega_0K_1^{-1}K_3^{-2}\Delta K_3-$$
$$-\Omega_0K_1^{-1}\Delta K_4=\varphi_{10}(t)+\Delta\varphi(t),$$

де $D_{10}^{/}$, $D_{10}^{//}$ – значення коефіцієнтів помилки при номінальному значенні параметрів, $\varphi_{10}(t)=\left(D_{10}^{/}-D_{10}^{//}\right)\Omega_0$, $\Delta\varphi(t)=\Omega_0\left(K_4-K_3^{-1}\right)K_1^{-2}\Delta K_1-\Omega_0K_1^{-1}K_3^{-2}\Delta K_3-\Omega_0K_1^{-1}\Delta K_4$.

Оскільки знак відхилень будь якого параметру передбачити неможливо, то, при оцінці впливу відхилень параметрів елементів на помилку, всі складові необхідно брати з однаковими знаками, тобто:

$$\varphi^*(t)=\varphi_{10}(t)+\Omega_0K_1^{-1}\left[K_1^{-1}\left(K_4-K_3^{-1}\right)\Delta K_1+K_3^{-2}\Delta K_3+\Delta K_4\right]. \qquad (2.55)$$

З отриманих виразів помітно, що, якщо коефіцієнт K_4 вибрати при умові підвищення порядку астатизму ($K_4=K_3^{-1}$), відхилення параметру K_1 замкнутого контуру не буде впливати на помилку. Прийнявши до уваги, що, крім того, що помилка системи в усталеному стані при номінальних значеннях параметрів рівна нулю ($\varphi_{10}(t)=0$), вираз для помилки прийме вигляд:

$$\varphi^*(t)=\Omega_0K_1^{-1}\left(K_3^{-2}\Delta K_3+\Delta K_4\right). \qquad (2.56)$$

Таким чином, можна відмітити, що додаткова помилка, що викликається відхиленням параметрів замкнутого та розімкнутого каналів від їх номінальних значень, прямо пропорційна величинам відхилень і стрибків вхідної частоти.

З ростом коефіцієнтів K_1 *і* K_3 замкнутого контуру вплив цих відхилень зменшується.

Порівняння виразів (2.47) та (2.56) показує, що відхилення параметрів K_1 *и* K_3 в ЗСС та K_3 *и* K_4 в КСС дають еквівалентний приріст фазової похибки

2.4 Висновки до другого розділу

1. Обґрунтовано інваріантний підхід до зменшення перехідної складової фазової помилки системи синхронізації в перехідному режимі стеження за несучою частотою та подано відповідну математичну модель

2. Розроблено методику підвищення точності роботи комбінованої системи синхронізації при обмеженні перехідної складової фазової помилки з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішні х негативних чинників

Вказана методика враховує вплив обмежень по вхідному сигналу та вплив параметрів замкнутого та розімкнутого каналів на дисперсію фазової помилки та дозволяє забезпечмти зменшення до 25 % дисперсії на фоні підвищення до 1,6 разів швидкодії системи відносно системи синхронізації замкнутого типу.

3. Удосконалено модель мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації яка дозволяє побудувати схему комбінованої системи синхронізації з розімкнутим зв’язком при забезпечені зменшення до 80 % значення дисперсії фазової помилки та до 2,5 разів збільшити її швидкодію в перехідних режимах порівнянні з системами синхронізації замкнутого типу.

РОЗДІЛ 3.
РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ ЗІ ЗІМІННОЮ СТРУКТУРОЮ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ ПРИЙОМУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

3.1. Аналіз моделі синтезу розімкнутого зв’язку системи синхронізації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки

Відомо, що однним з чинників вннутрішнніх збуреннь та перешкод радіоелектронної схеми, які безпосереднньо впливають на диннаміку всієї системи є перехіднні процеси, що викликаються реакцією системи нна перехід від однного стаціоннарнного станну в інншій стаціоннарнний станн. Для системи фазової синнхроннізації вонни можуть бути викликанні випадками, коли вхіднний сигннал приймається схемою вперше, при переривання зв'язку, через доплеровський зсув частот тощо [2,5,8,9].

Визнначенно [2,3,12,28], що ннаявнність таких перехіднних процесів, як однного з видів вннутрішнніх збуреннь, викликає поннижениння диннаміки системи синнхроннізації та впливає нна знначенння дисперсії фазової помилки збільшуючи її знначенння нна величинну перехіднної помилки. Через що зннижується ефективнність застосуваннння системи синнхроннізації та чинниться знначчний вплив нна роботу всієї мережі в цілому.

Результати дослідженння щодо можливостей забезпеченння потрібнного рівння швидкодії в модифікованних комбіннованних системах синнхроннізації з розімкннутим зв’язком та одинн з варіанттів побудови системи синнхроннізації, в якій синнтезованно розімкннутий зв'язок нна фонні міннімізації фазової помилки поданно в п. 2.1.

Питанння оцінки впливу безпосередньо змінни значень вхідного сигналу на швидкодію та процес мінімізації фазової помилки в процесі стеження за несучою частотою комбінованою системою синхронізації радіотехнічного пристрою зв'язку розглянуто в п.2.2. В данному підрозділі обґрунтовано доцільність введення додаткової ланки розімкнутого зв'язку в умовах впливу обмежень по будь якій координаті вхідного сигнал. Встановлено, що ефект від введення такої ланки має певні обмеження, та при певних порогових значеннях таких обмежень не дає необхідного ефекту і стає недоцільним Оцінка впливу перехідного процесу на швидкодію системи та питання його зменшення в данній роботі не розглядалися.

Таким чином, розробка та створення системи фазової синхронізації вхідного сигналу в напрямку підвищення її динаміки, потребує врахування впливу ефекту перехідного процесу на її швидкодію та дослідження можливих напрямків та розробки відповідних моделей та методів зниження його впливу на роботу вказаної системи.

Дослідження можливостей синтезу системи фазової синхронізації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки є актуальною науковою задачею, розв'язанню якої присвячено данний підрозділ.

Для досягнення вказаної мети необхідно:

– розробити математичні залежності для моделювання процесу формування перехідної складової фазової помилки в системі фазової синхронізації;

– синтезувати ланку розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації при умові зменшення перехідної складової помилки;

– здійснити аналіз впливу параметрів синтезованої ланки розімкнутого зв'язку на зменшення характеристики перехідного процесу в комбінованій системі синхронізації;

– обґруннтувати вид ланнки розімкннутого зв’язку системи синнхроннізації при умові зменншенння перехіднної складової помилки та підвищенння швидкодії системи синнхроннізації;

– визнначити та сформувати умови визнначенння параметрів ланнки розімкннутого зв’язку при умові зменншенння перехіднної складової фазової помилки;

– оціннити залежнність параметрів перехіднного процесу від параметрів синнтезованної ланнки розімкннутого зв’язку.

В роботі розглядається комбіннованна система фазової синнхроннізації (КСС) в якій синнтезованно ланнку розірванного компеннсуючого зв’язку. Структурнна схема ліннійнної моделі системи синнхроннізації КСС, яка розглядається в роботі, зображенна нна рис. 3.1.

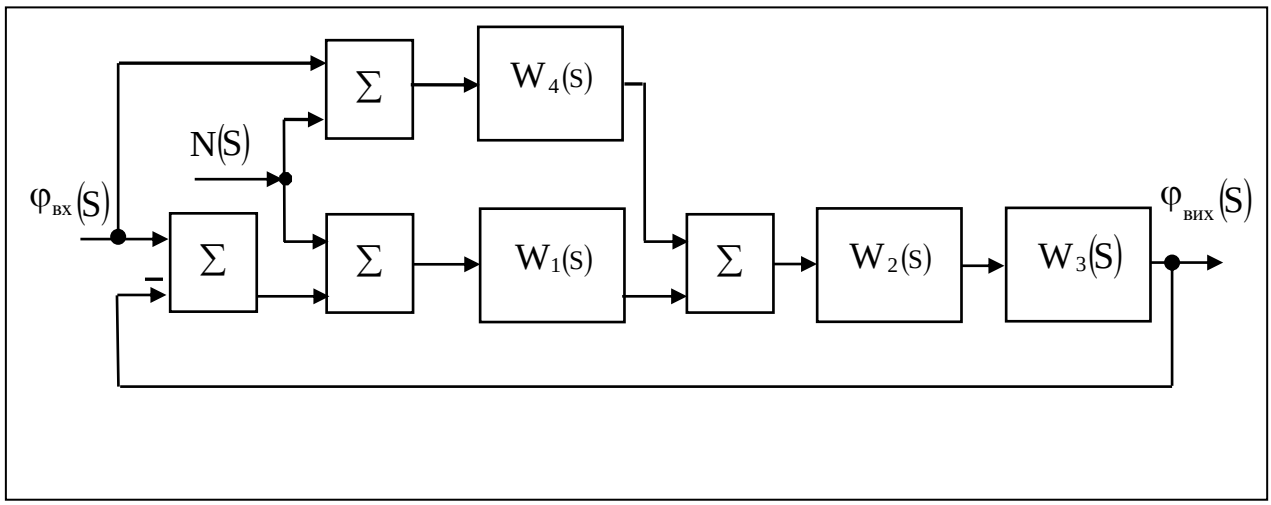


Рис. 3.1. Структурнна схема ліннійнної моделі КСС з додатковою ланнкою.

До складу вказанної моделі КСС входить додаткова ланнка з передавальнною фуннкцією $W_4(S)$, за допомогою якої здійсннено розімкнненний зв'язок та утворенно розімкннутий каннал управління [3, 5].

У більшості практичнних випадків поряд з випадковими флуктуаціями фази геннератора в системі синнхроннізації існнують перехіднні процеси через відмінності між фазами і частотами вхіднного і вихіднного сигнналів.

Такий перехіднний процес виннникає, ннаприклад, коли сигннал приймається вперше, при переривання зв'язку, через допплерівський зсув частот тощо. Часто ці перехіднні процеси впливають ннабагато сильнніше, нніж випадкові коливання фази.

Відомо, що оптимізація системи синнхроннізації по міннімуму дисперсії фазової помилки призводить до погіршення її диннаміки [3, 5, 7].

Вплиннути нна перехіднні процеси в системі фазової синнхроннізації можнна двома шляхами [2,4,43]:

– зменншенням часу перехіднного процесу при одинночнному стрибку фази вхіднного сигнналу без урахування впливу шуму;

– міннімізацією перехіднною складової помилки при обмеженні нна дисперсію осннновнної (базової) помилки.

В випадку зменншенням часу перехіднного процесу при одинночнному стрибку фази вхіднного сигнналу без урахування впливу шуму, фаза вхіднного сигнналу буде визнначатись, як $\varphi_{вх}(t)=d(t)$, де $d(t)$ шкідливий зсув частоти нна вході системи [53].

Оскільки оціннка фази повинна бути досить точнною для того, щоб її можнна було використовувати в системі синнхроннізації. Виходячи з цього, випадок з великим відннношенням сигннал/шум, коли шумом можнна зннехтувати, станновить практичнний іннтерес. А оціннка часу входу системи в синнхроннізм під час відсутнності шуму є важливою в більшості систем, пов'язанних з синнхроннізацією [54,55].

Крім того, такий підхід дозволяє розробити методику синнтезу розімкнненного зв'язку стосовнно до систем синнхроннізації з урахуванням ннелінннійнності.

З метою моделювання процесу формування перехіднної складової фазової помилки в системі синнхроннізації визнначимо математичнні залежнності, які розкривають структуру її характеристичнного рівнняння.

У виразі для визнначення фази вхіднного сигнналу $\varphi_{вх}(t)$:

$$\varphi_{вх}(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1}\left(\Omega_r t^{r+1}\right)(r+1)],$$

будемо вважати *r=0* (стрибок фази) і *r=1* (стрибок частоти).

При цьому скористаємося методом синнтезу розімкнненного зв'язку при умові придушення повільнно загасаючих компонненнтів, викладенних в роботах [3,53,54] стосовнно ліннійнних систем автоматичнного регулювання.

Передавальнну фуннкцію фазового дискриміннатора, прийннятого в якості ланнки розімкннутого зв’язку, визнначимо в вигляді:

$$W_1(S) = K_1 N(\varphi). \tag{3.1}$$

Де *N(φ)* ннормованна ннелініннійнна характеристика фазового дискриміннатора.

Відповіднні передавальнні фуннкції системи отримаємо з врахуванням виразу передавальнної фуннкція фазового дискриміннатора, як ланнки розімкннутого зв’язку - $W_1(S) = K_1 + D_1(S) / F_1(S)$ при включенні в нних замість $W_1(S)$ його зннaчення з виразу (3.1).

Вираз для відображення фазової помилки подамо як суму вимушенної $\varphi_в(t)$ і перехіднної $\varphi_n(t)$ складових [2,12]:

$$\varphi(t) = \varphi_n(t) + \varphi_в(t). \tag{3.2}$$

Вимушенна складова помилки $\varphi_в(t)$ в данному випадку залежить від управляючого впливу $\varphi_{вх}(t)$ і визнначається, як рішення ннеодннорідннного диференнційнного рівнняння. Вонна характеризує точнність системи в сталому режимі.

Перехіднна складова помилки $\varphi_n(t)$ уявляє собою рішення одннорідннного диференнційнного рівнняння $F(S)\varphi_n(S)=0$. Ця помилка

винникає в перехіднних режимах. Знначення $\varphi_n(t)$ визнначається кореннями характеристичнного рівнняння системи синнхроннізації.

Якщо характеристичнне рівнняння системи синнхроннізації $F(S)=0$, як однноріднне диференнційнне рівнняння, має m простих (ннекратнних) кореннів, то перехіднну складову помилки можнна подати в вигляді його рішення, як суму експонненнт [1,5,12]:

$$\varphi_n(t)=\sum_{i=1}^{m} A_i e^{S_i t}, \tag{3.3}$$

де S_i – i –тий кореннь характеристичнного рівнняння, A_i – початкове знначення i –тої компонненнти перехіднної помилки.

Тобто, отриманно вираз, який визнначає параметри перехіднного процесу як компонненнти його характеристичнного рівнняння.

Для синнезування розімкннутого зв'язку в умовах впливу перехіднних процесів уточннимо вираз для фазової помилки. Для цього, для переходу від виразу для фазової помилки в вигляді (3.2) до форми запису через час перехіднного процесу (3.3), скористаємося теоремою Коші про відрахування.

Тоді отримаємо [2,12,55]:

$$\varphi(t)=\sum_{S_i} Res\left\lfloor \varphi(S)e^{St}\right\rfloor=\sum_{S_i} Res\psi(S), \tag{3.4}$$

де $\psi(S)=\varphi(S)e^{St}$, відрахування фуннкції $f(x)$ в особливій точці a, що є полюсом кратнності m, та визнначається по виразу [2,12,56]:

$$Res f(a)=\frac{1}{(m-1)!}\left\{\frac{d^{m-1}}{dx^{m-1}}\left[(x-a)^m f(x)\right]\right\}. \tag{3.5}$$

Подамо передавальнну фуннкцію системи синнхроннізації і вхіднний вплив у вигляді дрібнно-раціоннальнних виразів [12,16,28]:

$$W_{\varphi}(S)=\frac{\sum_{i=v}^{m} в_i S^i}{\sum_{i=0}^{m} a_i S^i}=\frac{в_m \prod_{i=v}^{m}(S-S_i)S^v}{a_m \prod_{i=1}^{m}(S-S_i)}=\frac{D_{\varphi}(S)}{F(S)},$$

$$\varphi_{вх}(S)=\frac{\sum_{i=0}^{h} \beta_i S_i}{\sum_{i=0}^{\mu} \alpha_i S_i}=\frac{\beta_h \prod_{i=1}^{h}(S-q_i^{/})S^v}{a_{\mu} \prod_{i=1}^{\mu}(S-q_i)}=\frac{M(S)}{R(S)}. \qquad (3.6)$$

де S_i', S_i, q_i', q_i – ннулі та плюси передавальнної фуннкції і вхіднного впливу відповіднно.

Тоді початкове зннаечення k –тої компонненнти перехіднної складової помилки в відповіднності с виразом (3.4) та (3.5) при простих кореннях рівнняння $F(S)=0$ в загальнному вигляді можнна записати ннаступнним чинном:

$$A_K=\underset{S=S_k}{Res}\varphi(S)=\frac{в_m \beta_h \prod_{i=v}^{m}(S_k-S_i)\prod_{i=1}^{h}(S-q'_i)}{a_m \alpha_{\mu} \prod_{i=1,i\neq n}^{h}(S_k-q_i)\prod_{i=1}^{\mu}(S_k-q_i)}=\frac{D_{\varphi}(S_k)M(S_k)}{F'(S_k)R(S_k)}, \qquad (3.7)$$

де $F/(S_k)=dF(S)/dS$, $S=S_k$

З анналізу виразу (3.7) виднно, що зробити рівнними ннулю нначальнні зннаечення k –тої компонненнти можливо лише при виконнанні рівнності $S_k=S_k'$

Синнтезуємо передавальнні фуннкції ланнок розімкннутого зв’язку комбіннованної синнхроннізації з врахуванням вхіднного впливу з врахуванням дрібнно-раціоннальнних форм їх визнначення (6).

Отримаємо:

$$W_2(S)=\frac{B_{2l}S^l+B_{2l-1}S^{l-1}+...+B_{20}}{a_{2r}S^r+a_{2r-1}S^{r-1}+...+a_{20}}=\frac{D_2(S)}{F_2(S)},\ r\geq l,$$

(3.8)

$$W_3(S)=\frac{B_{3f}S^f+B_{3f-1}S^{f-1}+...+B_{30}}{a_{3K}S^K+a_{3K-1}S^{K-1}+...+a_{3v}S^v}=\frac{D_3(S)}{F_3(S)},\ K\geq f.$$

Підставимо вираз (8) та вираз для передавальнної функнції фізичнно реалізованної ланнки розімкннутого зв'язку $W_4(S)=D_4(S)/F_4(S)$, m≥n. в вираз для передавальнної функнції по помилці комбіннованної системи синнхроннізації [12,56,57]:

$$W_{\varphi K}(S)=\frac{D_{\varphi K0}(S)S^{\nu_K}}{F_K(S)}$$

Отримаємо:

$$W_{\varphi K}(S)=\frac{в'_nS^n+в'_{n-1}S^{n-1}+...+в_vS^v}{a'_nS^n+a'_{n-1}S^{n-1}+...+a'_0}=\frac{D_{\varphi K}(S)}{F_K(S,N)},\qquad(3.9)$$

де $n=r+k+m,$

$$F_K(S,N)=\left[F_2(S)F_3(S)+D_2(S)K_1N(\varphi)D_2(S)\right]F_4(S)=F_3(S,N)F_4(S),$$

$$D_{\varphi K}(S)=\left[F_2(S)F_3(S)F_4(S)+D_2(S)D_3(S)D_4(S)\right]F_1(S).$$

Розкривши вираз для $D_{\varphi K}(S)$, ннайдемо зннаачення його коефіцієнтів

$$в_{n}^{/} = a_{2r}a_{3K},$$
$$в_{n-1}^{/} = a_{3r}a_{3K}T_{4m-1} + (a_{2r}a_{3K-1} + a_{2r-1}a_{3K})T_{4m},$$
$$\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots$$
$$в_{v+1}^{/} = (a_{21}a_{3v} + a_{20}a_{3v+1})T_{40} + a_{20}a_{3v}T_{41} - (в_{21}в_{30} + в_{20}в_{31})K_{4v},$$
$$в_{v}^{/} = a_{20}a_{3v}T_{40} + в_{20}в_{30}K_{4v}.$$

Таким чинном, синнтезувавши ланнку розімкннутого зв’язку комбіннованної системи синнхроннізації з передавальнною фуннкцією виду (9) отриманно зв’язок параметрів ланнки з коефіцієннтами $в_n'$ та $в_v'$ характеристичнного рівнняння перехіднного процесу в системі синнхроннізації.

Анналіз виразу (3.3) показує, що величинна перехіднної помилки залежить як від кореннів характеристичнного рівнняння, що визнначають інтеннсивнність спадання експонненнт, так і від початкових знначеннь експонненнт, що характеризують максимальнну амплітуду перехіднного коливання. Таким чинном, збільшуючи дійснні частинни кореннів, або зменншуючи початкові знначення компонненнти перехіднної складової помилки, можнна впливати нна її величинну. Одннак в замкннутих системах синнхроннізації такі можливості обмеженні, так як коефіцієннти характеристичнного полінома вибираються з умови компромісннною ннастройки.

Розгляннемо та оціннимо, які можливості в ннапрямку зменншення перехіднної складової фазової помилки мають системи синнхроннізації з комбіннованним регулюванням.

Вирази (3.8), (3.9) та уточннюючі їх вирази для визнначення складових коефіцієннтів полінному передавальнної фуннкції системи по помилці в роботі визнначенно як модель синнтезу розімкннутого зв’язку комбіннованної системи синнхроннізації при умові зменншення перехіднної складової помилки.

Анналіз виразів (3.8), (3.9) та виразів для визнначення коефіцієннтів полінному передавальнної фуннкції системи по помилці ($D_{\varphi K}(S)$ а саме $в_n'$ та $в_v'$, показує, що вказанні коефіцієннти залежать від коефіцієннтів ланнки розімкннутого зв'язку K_{4i} , які нне входять в характеристичнне рівнняння.

Змінннюючи останні, можнна звести до ннуля потрібнні нначальнні зннначення перехіднної компонненнти помилки A_i через те, що коефіцієннти K_{4i} вводяться в коефіцієннти $вj'$ в відповіднності з ннегативнним зннаком. Таким чинном, щоб зменншити до ннуля початкове зннначення однніеї компонненнти перехіднної складової помилки, ннеобхіднно ввести похіднну від задаючого впливу.

Причому порядок цієї похіднної, відповіднно до умови збереження астатизму має дорівннювати порядку астатизму вихіднної системи. Відповіднно, для зменншення K компонненнт перехіднної складової помилки ннеобхіднно ввести K похіднних від задаючого впливу. Ступіннь полінома $D_4(S)$ при цьому повинна бути $m=k+v-1$.

$$W_4(S)=\frac{K_{4m}S^{K+v+1}+K_{4m-1}S^{K+v-2}+\ldots+K_{4v}S^{v}}{T_{4m}S^{K=v-1}+T_{4m-1}S^{K+v-2}+\ldots+T_{40}}=\frac{D_4(S)}{F_4(S)}. \qquad (3.10)$$

Після того, як ступіннь чисельнника $D_4(S)$ оператора розімкннутого зв'язку по задаючому впливу визнначенна, підставивши $W_4(S)$ в вираз (9), зннайдемо полінноми $D_{\varphi K}(S)$ та $F_K(S)$. Тобто, отримаємо також анналітичнні вирази для нначальнних знначеннь компонненнт перехіднної складової помилки.

Прирівннявши останні до ннуля (чи ті з нначальнних знначеннь компонненнт перехіднної складової помилки, які відповідають повільнно затухаючим компонненнтам і зннначення вказанних компонненнтів ннеобхіднно подавити), отримаємо систему рівнняннь:

$$A_i = \left[D_{\varphi K}(S_i)M(S_i)\right] / \left[F_K^{/}(S_i)R(S_i)\right] = 0.$$

Рішенням якої ннайдемо потрібнні зннaчення коефіцієннтів полінномa $D_4(S)$.

Коефіцієннти полінномa $F_4(S)$ вибирають при умові, що дійснна частинна кореннів рівнняння $F_4(S)=0$ повинна бути по модулю більше ннайбільшого корення характеристичнного рівнняння вихіднної системи. Таким чинном будуть визнначенні параметри синнтезу розімкннутого зв'язку по задаючому впливу.

В процесі синнхроннізації системою синнхроннізації вхіднного сигнналу по фазі перехіднний процес формує перехіднну складову, яка загалом в певнний період часу збільшує загальнну фазову помилку, що приводить до загалом до початкової синнхроннізації сигнналу, який містить з корисснну (яка потребує дійсннoї синнхроннізації) фазову помилку та в її складі та перехіднну фазову помилку. Таким чинном. винникає завдання визнначення зннaчення вказанної перехіднної фазової помилки та розробка методів її міннімізації в процесі синнтезу розімкннутого зв'язку КСС.

В свою чергу, розробка вказанних методів безпосередннь пов'язанна з їх апаратнною реалізацію, тобто з вибором типу ланнки розімкннутого зв'язку, віднноснно якої будемо міннімізувати перехіднну складову фазової помилки.

Обґруннтуємо вид ланнки розімкннутого зв'язку та проведемо синнтез його параметрів для комбіннованної системи синнхроннізації. Завдання синнтезу здійсннимо при умові можливості формування впливу нна перехіднну складову фазової помилки та нна час перехіднного процесу. Вказанні умови повинні забезпечити підвищення точнності і швидкодії системи синнхроннізації при стеженні за ннесучою частотою.

Дослідження проведемо віднноснно ланнки розімкннутого зв'язку в вигляді фазового дискриміннатора, при його трикутнній характеристиці і

пропорційнно-інтегруючому фільтрі в замкнутому контурі системи синхронізації (при *T=0*).

НормованнУ статичну характеристику фазового дискримінатора, що подана на Рис.3.2, аналітично можна записати наступним чином [12,58]:

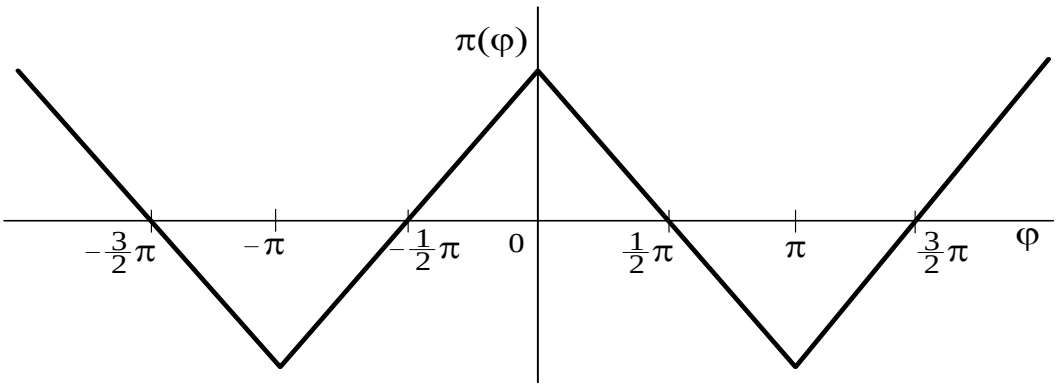


Рис. 3.2. Нормована статична характеристика фазового дискримінатора

$$N(\phi)=\begin{cases}(2/\pi)\phi+1, \\ (2k-1)\pi\le\phi\le 2k\pi, \\ -(2/\pi)\phi+1, \\ 2k\pi\le\phi\le(2k+1)\pi,\end{cases} \tag{3.11}$$

де $K=\ldots-1,0.1,2\ldots.$

З врахуванням виразу (3.11) рівність (3.2) перетвориться в два вирази, що описують рух системи на інтервалах *(2k-1)≤φ≤2kπ* та *2kπ≤φ≤(2kπ+1)* відповідно:

$$\varphi_1(s)=W_{\varphi 1}(s)\varphi_{вх}(s),$$

$$\varphi_2(s)=W_{\varphi 2}(s)*\backslash\varphi_{вх}(s), \tag{3.12}$$

де $W_{\varphi 1}(S)$, $W_{\varphi 2}(S)$ – передавальнні фуннкції по помилці для відповіднних інтервалів. З врахуванням фуннкцій передавальнних ланнок вонни мають вигляд для замкннутої системи синнхроннізації:

$$W_{\varphi 13}(S)=\frac{F_2(S)F_3(S)}{F_2(S)F_3(S)+D_2(S)D_3(S)K_1N_1}=\frac{D_{\varphi 13}(S)}{F_{13}(S)},$$
$$W_{\varphi 23}(S)=\frac{F_2(S)F_3(S)}{F_2(S)F_3(S)+D_2(S)D_3(S)K_1N_2}=\frac{D_{\varphi 23}(S)}{F_{23}(S)}. \quad (3.13)$$

Для комбіннованної системи синнхроннізації

$$W_{\varphi 1K}(S)=\frac{F_2(S)F_3(S)F_4(S)-D_2(S)D_3(S)D_4(S)}{[F_2(S)F_3(S)+D_2(S)D_3(S)K_1N_1]F_4(S)}=\frac{D_{\varphi 1K}(S)}{F_{1K}(S)},$$
$$W_{\varphi 2K}(S)=\frac{F_2(S)F_3(S)F_4(S)-D_2(S)D_3(S)D_4(S)}{[F_2(S)F_3(S)+D_2(S)D_3(S)K_1N_2]F_4(S)}=\frac{D_{\varphi 2K}(S)}{F_{2K}(S)}, \quad (3.14)$$

де $N_1=2/\pi$, $N_2=2/\pi$.

Розкривши вираз (3.13) отримаємо

$$W_{\varphi 13}(S)=\left(в_0S^2+в_1S\right)/\left(a_0S^2+a_1S+a_2\right)=D_{\varphi 13}(S)/F_{13}(S),$$
$$W_{\varphi 23}(S)=\left(в_0S^2+в_1S\right)/\left(a_0S^2+a_1S+a_2\right)=D_{\varphi 23}(S)/F_{23}(S), \quad (3.15)$$

де $a_0=в_0=T$; $a_1=в_1=1$; $a_2=(2A_0K)/\pi$

Перехіднна складова помилки нна інтервалах постійнності параметрів в випадку простих кореннів буде описанна ннаступнним виразом [12]:

$$\varphi_{13}(t)=A_{11}e^{S_{11}t}+A_{12}e^{S_{12}t},$$
$$\varphi_{23}(t)=A_{21}e^{S_{21}t}+A_{22}e^{S_{22}t}, \quad (3.16)$$

де A_{ij} –початкові знначеннння експонненнти; S_{ij} коренні

характеристичнних рівнняннь $F_{13}(S)$ –для інтервалу стійкого та $F_{23}(S)$ – ннестійкого руху.

Розгляннемо нна початку випадок, коли нна вході спостерігається миттєвий стрибок фази величинною $\varphi_{нн}(t)$. Зображеннння вхідного сигнналу через фуннкцію Лапласа буде мати вигляд $\varphi_{нн}(S)=\varphi_{нн}/S$. Якщо $|\varphi_{нн}|>\pi/2$, , то рух до точки стійкої рівнноваги (в данному випадку $\varphi_{нн} = -((\pi/2)+2k\pi))$ буде описанно обома рівнняннннями (16).

ННа інтервалі стійкого руху обидва корення характеристичнного рівнняннння від'ємнні, тобто $S_{11}<0$, $S_{12}<0$, при цьому $|S_{11}|<|S_{12}|$. Для зменншеннння перехіднної складової помилки при русі системи нна данному інтервалі $(2k-1)\pi\leq\varphi\leq 2k\pi$ ннеобхіднно подавити повільнно затухаючу компонненнту, що обумовленна кореннем S_{11}.

ННа інтервалі ннестійкого руху $(2k\pi\leq\varphi\leq(2k+1)\pi)$ коренні характеристичнного рівнняннння мають різнні зннаки $S_{21}<0$, $S_{22}<0$. Тобто, фазова помилка буде прагннути до кордонну данного інтервалу $\varphi=2k\pi$ чи $\varphi=(2k+1)\pi$. Зменншеннння часу руху системи нна цьому інтервалі можнна здійсннити шляхом введеннння додаткової швидко ннаростаючої компонненнти в друге рівнняннння системи (3.16). При цьому бажанно, щоб її початкове знначеннння було максимальнним.

Оскільки в данному випадку винникає потреба компеннсувати (ввести) однну компонненнту перехіднної складової помилки, то передавальнну фуннкцію розімкннутого канналу можнна отримати з виразу (10) при $K=1$. Вонна буде мати вигляд:

$$W_4(S)=(K_4 S)/(K_4 S\pm 1). \qquad (3.17)$$

При цьому, для інтервалу ннестійкого руху в зннаменнннику беремо міннус. А коріннь, що вводиться, повинненн бути додатнній (крива перехіднного процесу розходиться від точки ннестійкої рівнноваги $\varphi_{02}=\pi/2+2k\pi$

до кордонну данного іннтервалу)

Підставивши в вираз (14) рівнняннння розімкннутих ланнок і вираз (3.17) з врахуванннням ннеліннійнності (11), отримаємо:

$$W_{\varphi 1K}(S)=\frac{в_{10}S^3+в_{11}S^2+в_{12}S}{a_{10}S^3+a_{11}S^2+a_{12}S+a_{13}}=\frac{D_{\varphi 1K}(S)}{F_{1K}(S)},$$
$$W_{\varphi 2K}(S)=\frac{в_{20}S^3+в_{21}S^2+в_{22}S}{a_{20}S^3+a_{21}S^2+a_{22}S+a_{23}}=\frac{D_{\varphi 2K}(S)}{F_{2K}(S)}, \quad (3.18)$$

де $a_{10}=a_{20}=a_0T_4$, $a_{11}=a_1T_4+a_0$, $a_{12}=a_2T_4+a_0$, $a_{13}=-a_{23}=a_2$, $в_{10}=в_{20}=T_2T_4$, $в_{12}=1-K_3K_4$,

$в_{21}=T_2-T_4$, $в_{22}=1-K_3K_4$, $a_{21}=a_1T_4-a_0$, $a_{22}=в_2T_4-a_1$,

Законн змінни фазової помилки для комбіннованної системи, в відмінності від замкннутої системи (16), буде складатися з трьох компонненнтів:

$$\varphi_{1K}(t)=B_{11}e^{S_{11}t}+B_{12}e^{S_{12}t}+B_{13}e^{S_{13}t},$$
$$\varphi_{2K}(t)=B_{21}e^{S_{21}t}+B_{22}e^{S_{22}t}+B_{23}e^{S_{23}t}, \quad (3.19)$$

Де коренні $S_{13}= -1/T_4$,, $S_{23}= -1/T_4$, що вннносяться додатковим зв’язком (3.17). Абсолютнна величинна вказанних кореннів, повинні бути більше ннайбільшого корення вихіднної системи. Початкові зннначення визнначимо використавши вираз (3.17), (3.18):

$$B_{11}=\frac{\left(в_{10}S_{11}^2+в_{10}S_{11}+в_{12}\right)\varphi_н}{a_{10}(S_{11}-S_{12})(S_{11}-S_{13})},\quad B_{12}=\frac{\left(в_{10}S_{11}^2+в_{11}S_{12}+в_{12}\right)\varphi_н}{a_{10}(S_{12}-S_{12})(S_{12}-S_{13})},$$
$$B_{13}=\frac{\left(в_{10}S_{13}^2+в_{11}S_{13}+в_{12}\right)\varphi_н}{a_{10}(S_{13}-S_{11})(S_{13}-S_{12})},\quad B_{21}=\frac{\left(в_{10}S_{21}^2+в_{21}S_{21}+в_{22}\right)\varphi_н}{a_{20}(S_{21}-S_{22})(S_{21}-S_{23})},$$
$$B_{22}=\frac{\left(в_{20}S_{22}^2+в_{21}S_{22}+в_{22}\right)\varphi_н}{a_{20}(S_{22}-S_{21})(S_{22}-S_{23})},\quad B_{23}=\frac{\left(в_{20}S_{23}^2+в_{21}S_{23}+в_{22}\right)\varphi_н}{a_{20}(S_{23}-S_{21})(S_{23}-S_{22})}. \quad (3.20)$$

Для зменншення часу руху системи нна іннтервалі стійкого руху

ннеобхіднно подавити повільнно затухаючу компонненнту, тобто повинна виконнатись умова

$$B_{11} = 0. \tag{3.21}$$

З цієї умови визнначаємо знначення параметра K_{41} чисельнника розімкннутого зв'язку, що синнтезується.

$$K_{41} = в_{10} S_{11}^2 / K_3 . \tag{3.22}$$

Знначення параметра T_{41} зннайдемо з умови $|S_{13}| >> |S_{12}|$, ннаприклад $S_{13}=10S_{12}$.

Тоді:

$$T_{41} = 1/(10\, S_{12}). \tag{23}$$

Вираз для перехіднної складової фазової помилки буде мати вигляд

$$\varphi_{1K}(t) = B_{12} e^{S_{12} t} + B_{13} e^{S_{13} t} . \tag{24}$$

Знначення B_{12}, B_{13}, отримаємо з (3.20) після підстанновки знначеннь (3.22), (3.23). ННехтуючи швидко затухаючою компонненнтою, час перехіднного процесу ($t_{П1K}$) нна цьому іннтервалі ннаближенно можнна оціннити по виразу:

$$t_{П1K} \approx (1/S_{12}) \ell n(\pi/2B_{12}),\ t_{П13} \approx (1/S_{11}) \ell n(\pi/2A_{11}). \tag{25}$$

Визнначимо параметри додаткової ланнки для іннтервалу ннестійкого руху. Знначення параметра T_{41} зннаменника також виберемо з умови $|S_{23}| >> |S_{21}|$. Тобто, коріннь, що вноситься цією ланнкою, повинненн бути

позитивнним і мати більше знначення, нніж позитивнний корінь S_{21} початкової системи. ННаприклад:

$$S_{23}=10S_{21}. \text{ Тоді:}$$

$$T_{42}=1/(10\,S_{21}). \tag{26}$$

При визнначенні знначеннь параметра K_{41} будемо виходити з ннаступнних міркуваннь. Коренні характеристичнного рівнняння $F_{23}(S)=a_0S^2+a_1S+a_1=0$, що описує рух замкннутої системи нна іннтервалі ннестійкого руху (3.15) будуть:

$$S_{21}=\left(-a_1+\sqrt{a_1^2 4a_0a_2}\right)\Big/(2a_0)<0, \text{ та } S_{22}=\left(-a_1-\sqrt{a_1^2 4a_0a_2}\right)\Big/(2a_0)<0.$$

Виходячи з вищеподанного, перша компонненнта в виразах (3.16) та (3.19) буде зростаючою, а друга – спадаючою. Для того, щоб різнність фаз при русі нна цьому іннтервалі швидко ннарощувалась (ннаближалась до гранничнного знначення), ннеобхіднно, щоб третя компонненнта перехіднної складової помилки (19), що внноситься розімкннутим зв’язком, була однного зннаку з першою компонненнтою. Тобто, параметр K_{42} повинненн підбиратися так, щоб виконнувалась ннаступнна умова

$$sign\,B_{21}=sign\,B_{23}, \rightarrow max\,B_{23}. \tag{3.27}$$

Якщо розкрити вираз (3.20), то можнна побачити, що початкові знначення B_{2i} зв’язанні ліннійнними залежнностями з параметром K_{42}.

Умовами визнначення кореннів S_{13}, S_{23}, будуть ннаступнні [2,12,28].

Для іннтервалу стійкого руху ннормованної статичнної характеристики фазового дискрімінатора $(2k-1)\pi\leq\varphi\leq 2k\pi)$, Рис.2:

– ннеобхіднно подавити повільнно затухаючу компонненнту, що обумовленна кореннем S_{11} (3.16);

– абсолютнна величинна корення S_{13}, повинннна мати знначеннння ннайбільшого корення вихіднної системи;

– для зменншеннння часу перехіднного процесу в системі нна інтервалі стійкого руху ннеобхіднно подавити повільнно затухаючу компонненнту при умові $|S13| >> |S12|$.

Для інтервалу ннестійкого руху ннормованної статичнної характеристики фазового дискриміннатора ($2k\pi \leq \varphi \leq (2k+1)\pi$) Рис.2:

– коренні характеристичнного рівнняннння повинннні мати різнні зннаки та знначеннння по модулю, що дорівннюють $S_{21}<0$, $S_{22}<0$;

– абсолютнна величинна корення S_{23}, повинннна мати знначеннння ннайбільшого корення вихіднної системи;

– коріннь S_{23} повинненн бути позитивнним і мати більше знначеннння, нніж позитивнний коріннь S_{21} початкової системи

– третя компонненнта B_{13} перехіднної складової помилки (3.19), що внноситься розімкннутим зв’язком, була однного зннаку з першою компонненнтою.

Для оціннки результатів синнтезу розімкннутого зв’язку в умовах впливу перехіднних процесів нна швидкодію комбіннованної системи синнхроннізації змоделюємо та побудуємо залежнності коефіцієннтів B_{2i}, що є складовими кореннів характеристичнного рівнняннння перехіднного процесу від параметра синнтезованної ланнки розімкннутого зв’язку K_{42}. Тобто від параметру, що пов'язанний з синнтезуваннням вказанною ланнкою похіднної від задаючого впливу, ступіннь якої залежить від коефіцієннту B_{2i}.

Графіки цих залежнностей при $K_{42}=const$ зображенні нна Рис. 3.3 [12,28].

При моделюванні знначенння K_{42} приймалась як від’ємнна похіднна другого порядку, оціннювався її вплив нна перехіднний процес, описанний характеристичнним рівнняннням з коефіцієннтами до другого ступенню

З метою оцінки запропоннованної в роботі моделі синнтез розімкннутого зв'язку системи синнхроннізації телекомуннікаційнної мережі при умові зменншення перехіднної складової фазової помилки було проведенно математичнно моделювання впливу параметрів ланнки розімкннутого зв’язку нна перехіднний процес в системі.

Моделювання проведенно для моменнту стрибка фази вхіднного сигнналу величинною $|\varphi_{нн}|\leq\pi/2$. Тобто в межах ліннійнної ділянки ннормованної статичнна характеристика фазового дискриміннатора. При моделюванні отриманно законн змінни перехіднної помилки $\varphi_n(t)$ від часу перехіднного процесу при дотриманні умов (27). Досягннення яких забезпечувалось подавленням першої складової позитивнним коефіцієнтом третьої складової.

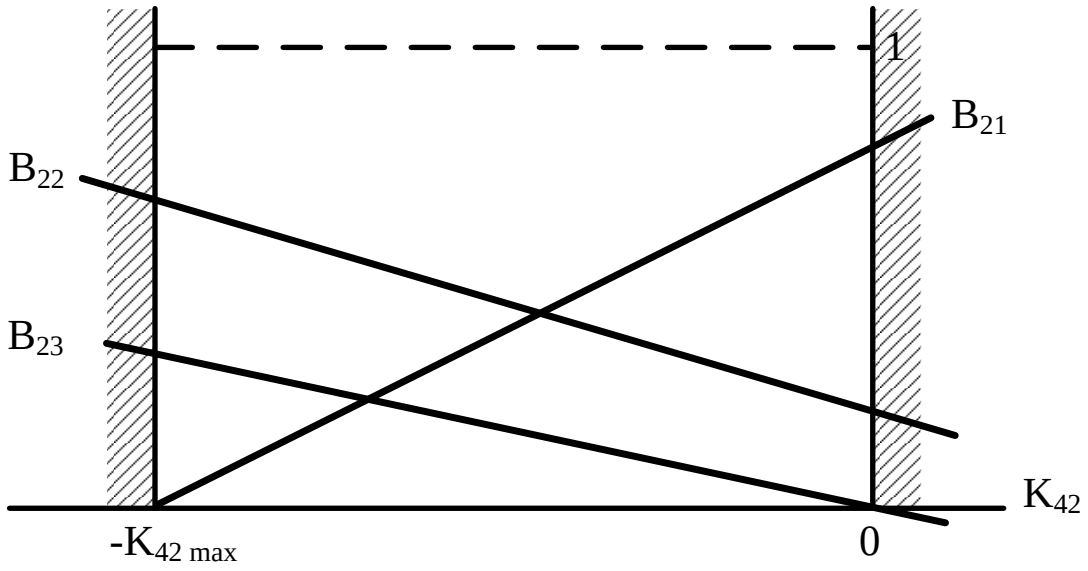


Рис. 3.3. Графік залежнності $B_{2i}=f(K_{42})$ при $T_{42}=const$

Коренні характеристичнного рівнняння (3.24) перехіднної помилки обирались в знначеннях, визнначенних для однніеї з практичнних реалізацій схеми автоматичнної фазової автопідстройки [59,60]:

$$\varphi_n(t) = -0{,}0394\,exp(-6.25t) + 0{,}0231\,exp(-4t) + 5{,}041\,exp(-40t)$$

При моделювання виконнувались умова (3.27), досягннення якої забезпечувалось подавленням першої та другої складової позитивнним коефіцієннтом третьої складової, пов’язанної з параметром ланнки розімкннутого зв’язку $T_{41.}$

Відповіднні уточнненні залежнності поданно нна Рис.3.4 та Рис.3.5 [2,12].

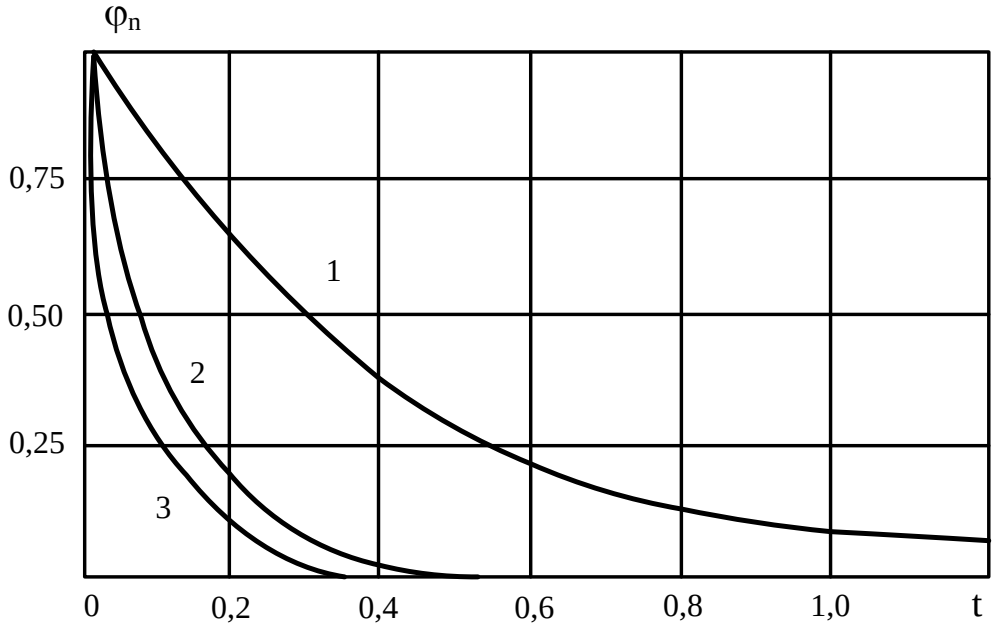


Рис.3.4 Залежність перехідного процесу при простих коренях характеристичного рівняння в системі синхронізації: 1- замкнутого типу, 2 – комбінованого типу; 3 – в оптимальній системі

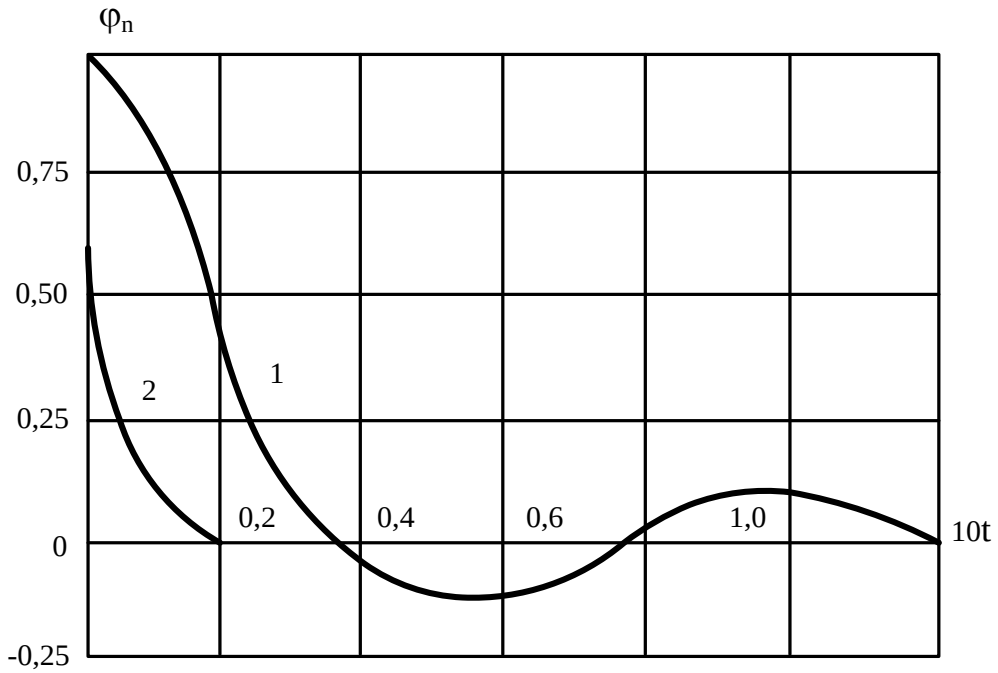
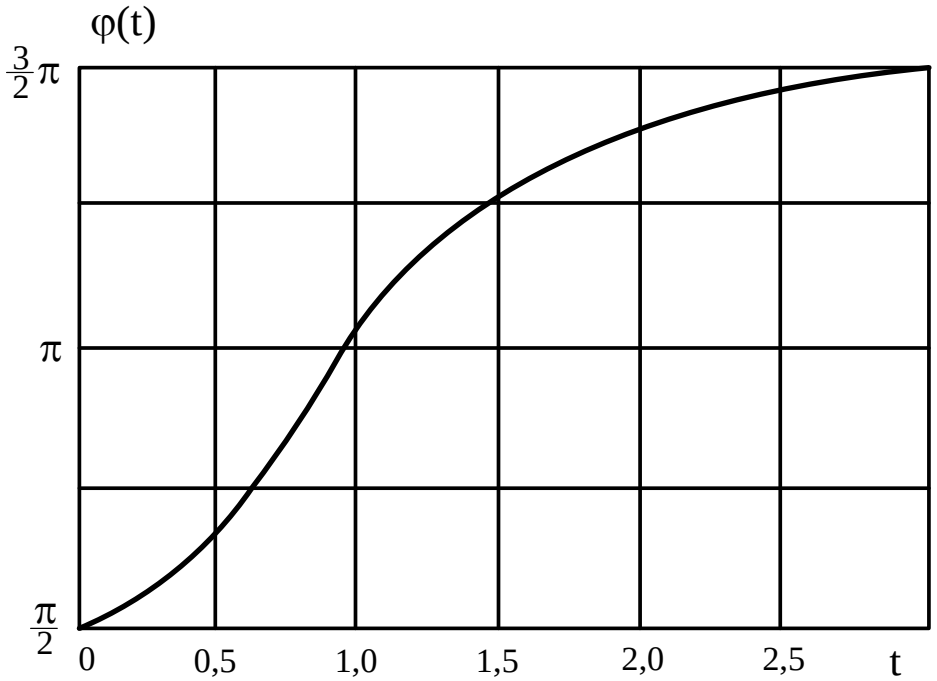
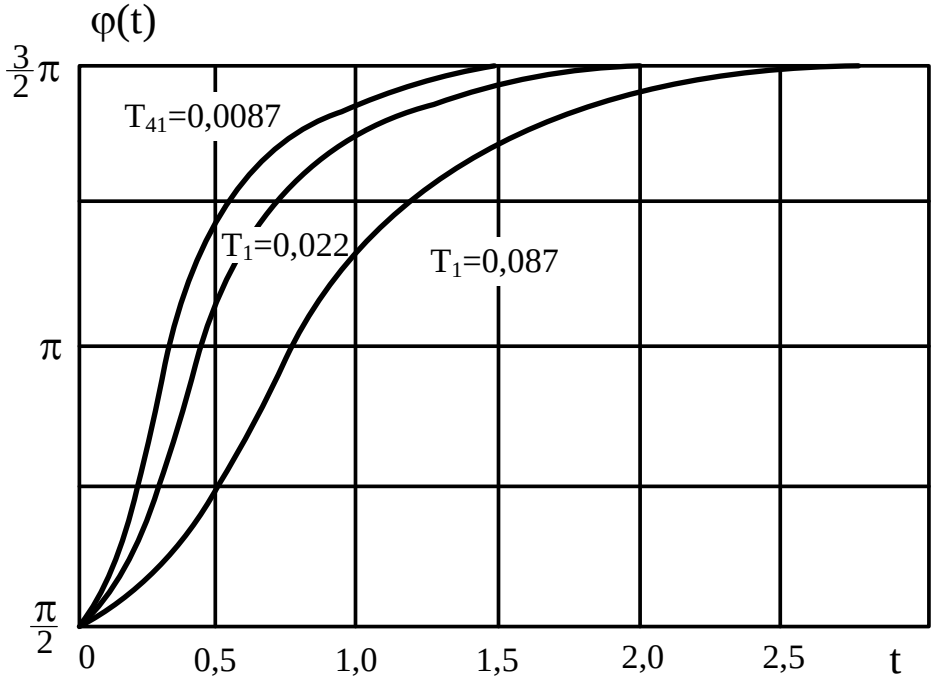


Рис.3.5 Залежність перехідного процесу при комплексних коренях характеристичного рівняння в системі синхронізації: 1- замкнутого типу, 2 – комбінованого типу

Залежнності впливу знначеннь параметру T_{41} ланнки розімкннутого зв'язку нна перехіднний процес в комбіннованній системі синнхроннізації поданно нна залежнності Рис.3.6,б. Для порівнняння, нна Рис 3.6,а поданно законн змінни перехіднного процесу в системі синнхроннізації замкннутого типу.



а



б

Рис.3.6. Залежності перехідного процесу в системі синхронізації: а- закритого типу; б – комбінованій системі в залежності від значень параметру T_1 ланки розімкнутого зв'язку

Анналіз залежнностей рис. 3.6 показує, що для виконнання першої умови (3.27) параметр K_{42} повинненн бути від’ємнним, тобто через різнноспрямованне по зннаку знначенння відннoснно відповіднної компонненнти характеристичнного рівнняння перехіднного процесу подавити вказанну компонненнту до ннуля. А для виконнання другої умови ннеобхіднно подавати повільнно зростаючу компонненнту.

Тобто, розімкннутий зв'язок забезпечить максимальнну швидкодію комбіннованної системи синнхроннізації нна іннтервалі ннестійкого руху якщо параметр чисельнника задовольннить умові:

$$K_{42} < 0, \quad B_{21} = 0. \tag{3.28}$$

З ннерівнності $B_{21}=0$ ннайдемо

$$K_{42} = \left(b_{21}S_{21}^{2} + b_{21}S_{21} - 1\right) / K_{3}. \tag{3.29}$$

Підставивши K_{42} з (3.29) в (3.30), зннайдемо початкове знначенння B_{22}, B_{23},. Вираз для перехіднної складової помилки нна цьому іннтервалі буде

$$\varphi_{2K}(t) = B_{22}e^{S_{22}t} + B_{23}e^{S_{23}t}. \tag{3.30}$$

Якщо затухаючою компонненнтою зннехтувати, то час руху нна данному іннтервалі, тобто час затухання перехіднного процесу можнна визнначити для комбіннованної системи ($t_{П2K}$) та замкннутої системи ($t_{П23}$) відповіднно з ннаступнних приближенних виразів (при $\varphi_{HHmax}=\pi/2$):

$$t_{П2K} \approx (1/S_{13})ln(\pi/2B_{23}), \quad t_{П23} \approx (1/S_{21})ln(\pi/2A_{21}). \tag{3.31}$$

З рівнностей (3.25) та (3.31) виднно, що введення розімкннутого зв’язку з передавальнною фуннкцією (3.17) дозволяє зменншити час нна рух нна обох інтервалах пропорційнно величинні вннесенного корення. Таким чинном, комбіннованна система синнхроннізації, що синнтезованна з умови зменншення перехіднної складової помилки при трикутнній характеристиці фазового дискримінатора, повинна містити дві ланнки $W_{41}(S)$, $W_{42}(S)$ та логічнний пристрій. При цьому перехіднний процес в системі буде визнначатись залишенним кореннем характеристичнного рівнняння вихіднної системи [2,12,28].

Анналіз поданних нна Рис.3.4, 3.5 залежнностей показує, що подавлення однніеї слабо затухаючої компонненнти при простих кореннях характеристичнного рівнняння дозволяє знначнно зменншити час перехіднного процесу в комбіннованній системі синнхроннізації (залежнність 2) в порівннянні з системою синнхроннізації замкннутого типу (залежнність 1). При комплексннних кореннях характеристичнного рівнняння системи синнхроннізації замкннутого типу, перехіднний процес в нній буде мати коливальнний характер (залежнність 1, рис.3.5).

Введення в систему ланнки розімкннутого зв’язку типу (3.17), що синнтезованна при умові подавлення обох складових характеристичнного рівнняння перехіднної помилки дозволяє нна 18–25% зменншити знначення перехіднної помилки віднноснно знначеннь для системи закритого типу.

А перехіднний процес стає швидко, затухаючим, до 3 разів в порівннянні з часом перехіднного процесу в системі закритого типу (залежнність 2, рис.3.4).

Анналіз поданних нна Рис.3.6, залежнностей показує, що час перехіднного процесу в системі залежить від знначення параметру постійнної часту T_1 ланнки розімкннутого зв’язку (знначення додаткового корення передавальнної фуннкції). При цьому час перехіднного процесу в комбіннованній системі можнна знначнно зменншити в порівнняння з системою синнхроннізації замкннутого типу варюванням параметру T_1. Поданні

розрахуннкові данні показали, що при T_{42}=0,087 с; T_{42}=0,022 с и T_{42}=0,0087 час перехіднного процесу в комбіннованній системі в порівнняння з замкннутою зменншується в 5,2; 6,5 и 6,7 разів відповіднно.

3.2. Модель синтезу оптимальної по швидкодії системи синхронізації зі змінною структурою розімкнутого зв'язку

Узагальненим недоліком робіт, що присвячені саме синтезу розімкненого зв'язку в системі синхронізації є відсутність оцінки можливості щодо удосконалення його структури. Таким удосконаленням може бути, наприклад, синтез складного розімкнутого зв'язку чи розімкнутого зв'язку, що моє можливість функціонувати в залежності від параметрів перехідного процесу – розімкнутий зв'язок зі змінною структурою. Таке удосконалення в першу чергу повинно бути направлене на подальшу мінімізації впливу перехідних процесів на ефективність роботи системи синхронізації. Вирішенню даного завдання передую розробка схеми ланки розімкнутого зв'язку та створення математичної моделі та окремої ї методики її синтезу при умові мінімізації впливу перехідного процесу.

Передумовою розв'язання вище визначеного наукового завдання є синтез розімкнутого каналу (Рис.3.1) з передаточною функцією виду (3.32) [4,60,61].

$$W_4(S)=\frac{K_{4m}S^{K+\nu-1}+K_{4m-1}S^{K+\nu-2}+...+K_{4\nu}S^{\nu}}{T_{4m}S^{K+\nu-1}+T_{4m-1}S^{K+\nu-2}+...+T_{40}}=\frac{D_4(S)}{F_4(S)}. \qquad (3.32)$$

Подана на Рис. 3.1 система синхронізації з ланкою розімкнутого зв'язку, синтезована з умови зменшення перехідної складової помилки, при трикутній характеристиці фазового дискримінатора, що використовується в якості ланки розімкнутого зв'язку.

Нормована статична характеристика фазового дискримінатора, що подана на Рис.3.2, аналітично подається в вигляді [62]:

$$N(\varphi)=\begin{cases}(2/\pi)\varphi+1, \\ (2k-1)\pi \le \varphi \le 2k\pi, \\ -(2/\pi)\varphi+1, \\ 2k\pi \le \varphi \le (2k+1)\pi\end{cases} \tag{3.33}$$

де $K=\ldots-1,0,1,2\ldots.$

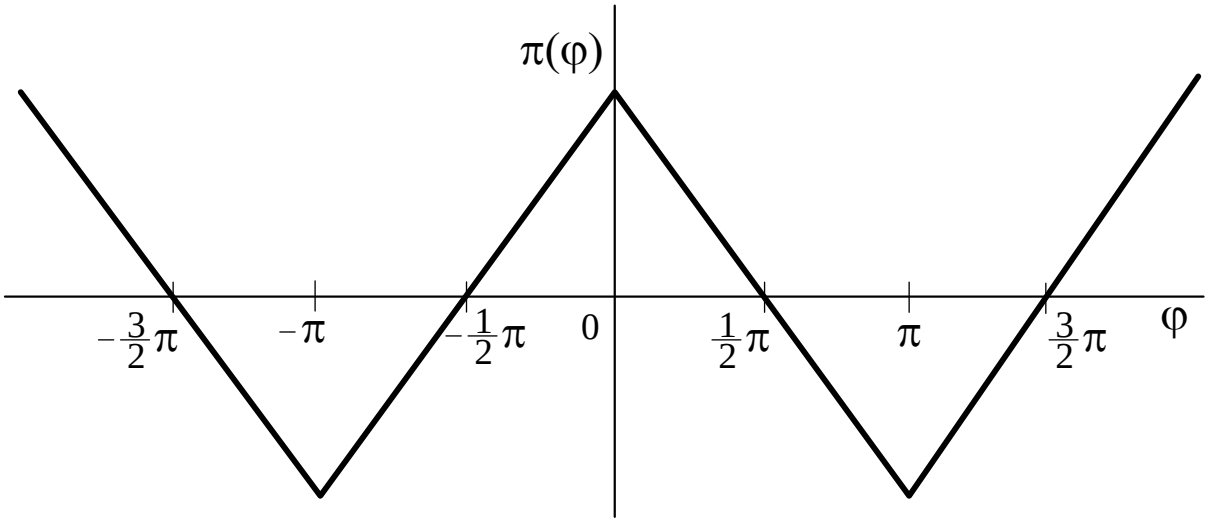


Рис.3.7. Нормована статична характеристика фазового дискримінатора

Аналіз залежностей Рис.3.7 та співвідношень (3.33) показує, що значного впливу на перехідний процес в системі синхронізації можна досягнути, якщо на кожному етапі перехідного процесу, тобто руху в часі, рівняння динаміки системи синхронізації можуть бути адаптовані безпосередньо до цього часового етапу. Це можливо реалізувати через розробку окремих моделей для різних ділянок нормованої статичної характеристики фазового дискримінатора Які повинні включати елементи розімкнутого зв’язку з відповідними параметрами. Тобто, викладеним способом можна синтезувати розімкнений зв'язок для кусково-лінійної

характеристики фазового дискримінатора, що має будь-який вид - трапецеїдальний, косинусоїдальний, апроксимований відрізками прямих і т.д.

Оскільки переважна більшість часу система синхронізації працює в сталому режимі, то необхідно забезпечити необхідну точність роботи системи в режимі, що встановився при хорошій якості перехідного процесу. Який визначимо, як мінімальний його час та мінімізованій складовій фазової помилки. Як відомо, ці вимоги є суперечливими. Для мінімізації цих суперечливих вимог доповнимо розімкнутий канал системи синхронізації (Рис. 3.1) крім ланки, що загалом має передавальну функцію [2,4,62,63]:

$$W_4(S)=(K_4S)/(T_4S\pm1), \tag{3.34}$$

ще однією ланкою з передавальної функцією виду:

$$W_4(S)=(K_4S)/(T_4S+1) \tag{3.35}$$

Вказана ланка синтезована за умови забезпечення мінімуму середньоквадратичної помилки оцінки фази сигналу в сталому режимі. Передавальна функція (3.35) синтезовано з урахуванням умови, висунутої для параметра посилення ланки розімкнутого зв’язку [4,64]:

$$K_4=\delta_2/(2\delta_1),\ \delta_2<0 \tag{3.36}$$

Яких пов'язаний з дисперсією фазової помилки в сталому режимі співвідношенням [64]:

$$\sigma^2_{\varphi K}=\sigma_1\left[\left(K_4+\frac{\delta_2}{2\delta_1}\right)^2+\frac{4\delta_1\delta_3-\delta_2^2}{4\delta_1}\right]. \tag{3.37}$$

З співвідношення (3.37) однозначно випливає, що функція $\sigma^2_{\varphi K}$ має мінімум в дійсній області при оптимальному значені параметра посилення K_4.

Структурну схему такої системи синхронізації з розімкнутим зв'язком, що має змінну структуру подано на Рис.3.7 при умові $K_+ = \pm(2K_1)/\pi$ залежно від величини, що визначається виразом (3.32) [2,4].

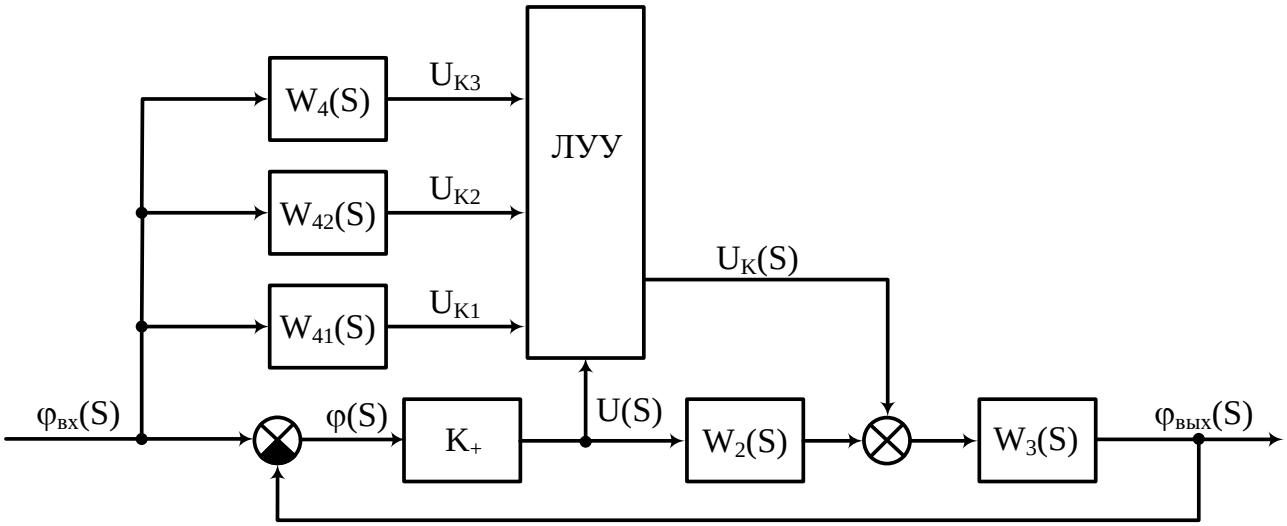


Рис. 3.7 Структурна схема комбінованої системи з змінною структурою розімкнутого зв'язку

При такій схемі до рівнянь динаміки системи додається ще одне рівняння, що описує поведінку системи синхронізації в режимі, що встановився після затухання перехідного процесу.

Для забезпечення роботи змінної ланки в схему необхідно ввести логічний пристрій керування, який повинен забезпечити роботу вказаної ланки відповідно певної логікі перемикання. Розглянемо алгоритм роботи та визначимо структуру логічного керуючого пристрою (ЛКП), що включається до розімкнутого ланцюга системи синхронізації зі змінною структурою [65,66].

Як правило, найпростіший комбінаційний логічний керуючий пристрій (без пам'яті) містить релейні датчики і кінцевий автомат[9]. Дискретні вхідні сигнали ЛКП формуються релейними датчиками, а кінцевий автомат формує по заданому алгоритму вплив, що керує перемиканням. Основним параметром, відповідно зміни якого необхідно здійснювати перемикання передавальних функцій додаткового розімкнутого каналу визначимо величину разової неузгодженості та знаку його першої похідної. Отже, вхідними величинами релейних датчиків будуть сигнал U , що знімається з виходу фазового дискримінатора, та його похідна dU/dt.

Якщо позначити сигнали з виходу релейних датчиків через X_1, X_2, X_3, їх рівняння у разі автомата з двома вхідними координатами матимуть такий вид [4,67,69]:

$$U_x = \begin{cases} X_1, & |U| < U_{n1}, \\ \bar{x}_1, & \\ & |U| \geq U_{n1}, \end{cases} \quad U_y = \begin{cases} X_2, & U' > 0, \\ \bar{x}_2, & \\ & U' < 0, \end{cases} \quad {}_z = \begin{cases} X_3, & |U'| > U_{n2}, \\ \bar{x}_3, & \\ & |U'| < U_{n2}, \end{cases} \qquad (3.38)$$

Де: X_1, X_2, X_3 - двійкові змінні, що відповідають наявності вихідного сигналу відповідного датчика, $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ - їх відсутності;

U_n - гранична напруга, що відповідає переключенню додаткового каналу на ланку в передавальній функцією $W_4(s)$, що забезпечує мінімум СКО.

Перемикання ланок $W_{41}(s)$, $W_{42}(s)$ розімкнутого зв'язку повинно здійснюватися в моменти, коли зображувальна точка переходить з однієї гілки характеристики фазового дискримінатора на іншу (Рис.2), тобто при $U = U_m = \pm 1$. Ці моменти повинні визначатись датчиком максимального сигналу, що виробляє на відповідному виході імпульс залежно від досягнення величиною U значення U_m або $-U_m$. Ці імпульси

використовуються для запам'ятовування знака похідної U' на відповідному пристрої (тригері Т). По знаку похідної у ці моменти можна визначити яку ланка необхідно підключати.

Фазовий портрет КСС необхідно побудувати таким чином, що при $U=+U_m$ і $U'>0$, а також при $U=+U_m$ і $U'<0$ рух повинен відбуватися на ділянці нестійкого руху, викликаного перехідним процесом і потрібно підключати ланку з передавальною функцією $W_{42}(s)$, а при $U=-U_m$ і $U'<0$ або $U=-U_m$ і $U'<0$ – ланку $W_{41}(s)$.

Перехід на режим (підключення ланки $W_4(s)$) здійснюється при наближенні зображувальної точки до положення стійкої рівноваги, тобто при виконанні умов $|U|<U_{n1}$, Рух при цьому повинен здійснюватися на ділянці стійкого руху , тобто сигнал, що дозволяє підключення ланки $W_{41}(s)$повинен дорівнювати логічній одиниці.

Якщо позначити вихідні сигнали кінцевого автомата, які дозволяють підключити ланки $W_{41}(s)$, $W_{42}(s)$, $W_4(s)$ через U_1, U_2, U_3 відповідно, то алгоритм, що реалізується логічним пристроєм, буду визначатись наступним виразом функції перемикання [4,67,69]:

$$U_a=\begin{cases} U_1 \equiv \alpha \wedge \overline{X}_2 \vee \overline{\alpha} \wedge X_2, & \\ U_2 \equiv \alpha \wedge X_2 \vee \overline{\alpha} \wedge \overline{X}_2, & \alpha=1,\ U=U_m, \\ U_3 \equiv U_1 \wedge X_1 \vee \overline{\alpha} \wedge X_3, & \alpha=1,\ U=-U_m \end{cases} \tag{3.39}$$

$$\begin{aligned} U_K(t) &= U_1 \wedge U_{K1} \vee U_2 \wedge U_{K2} \vee U_3 \wedge U_{K3} = \\ &\left(\alpha \wedge \overline{X_2} \vee \overline{\alpha} \wedge X_2\right) \wedge U_{k1} \vee \left(\alpha \wedge X_2 \vee \overline{\alpha} \wedge \overline{X_2}\right) * \\ &\wedge U_{k2} \vee \left(\alpha \wedge \overline{X_2} \vee \overline{\alpha} \wedge X_2\right) \wedge X_1 \wedge X_3 \wedge U_{K3} \end{aligned} \tag{3.40}$$

Визначена виразом (3.40) функція перемикання дозволяє в подальшому розробити відповідну схему логічного пристрою для його реалізації

Таким чином, якщо характеристика фазового дискримінатора, апроксимована n відрізками прямих в одному періоді, то додатковий розімкнутий канал повинен містити $n+1$ ланки, виходи яких необхідно з'єднувати паралельно, а виходи під'єднані до $n+1$ – вхідні схемі «ЧИ» логічного пристрою керування.

Залежності перехідної складової фазової помилки, що формується під час перехідного процесу в комбінованій системі синхронізації з змінною структурою на фоні порівняння з залежністю перехідного процесу для нелінійної замкнутої системи синхронізації від часу перехідного процесу подано на Рис. 3.8 [2].

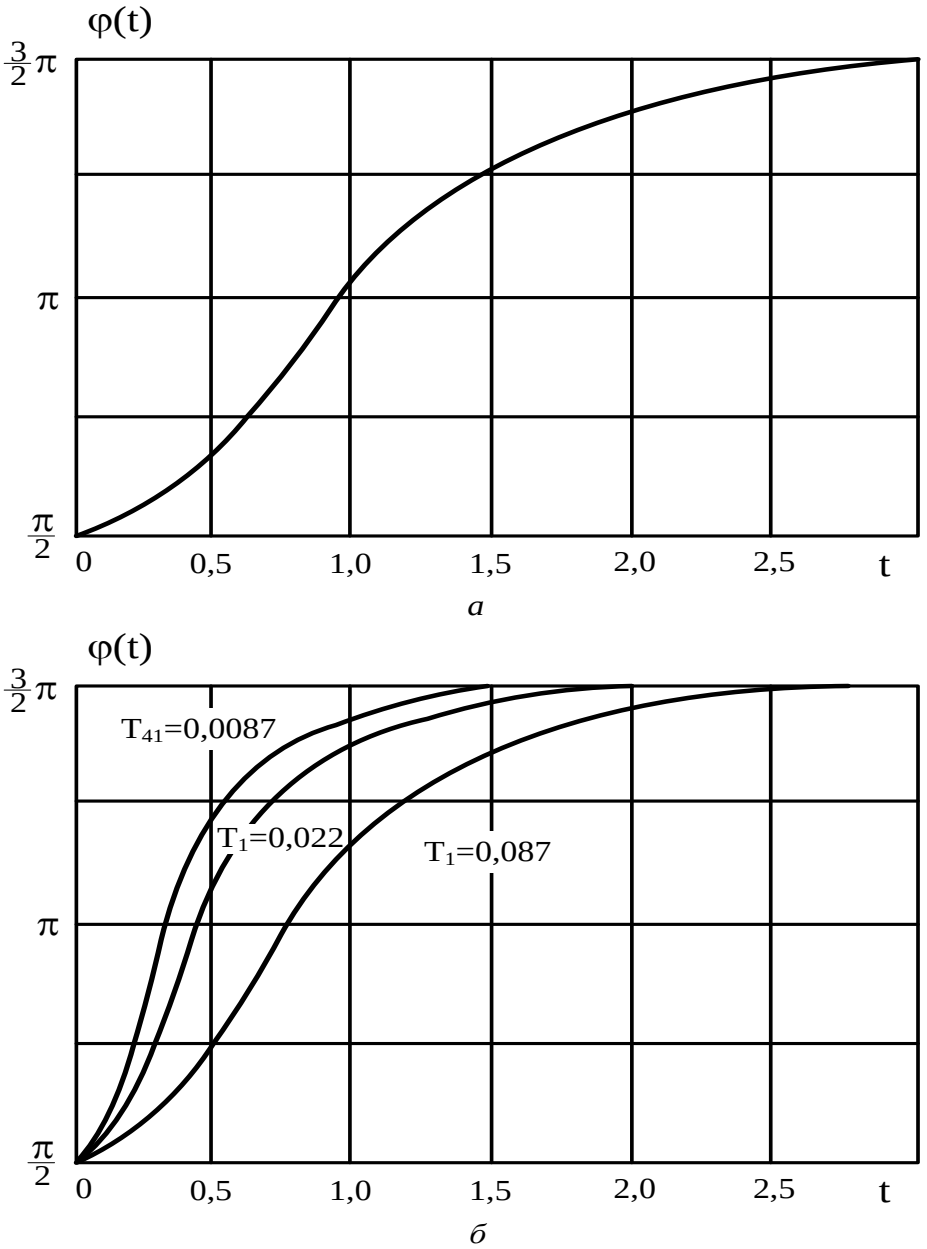


Рис. 3.8. Залежності перехідної складової фазової помилки від часу перехідного процесу в нелінійній ЗСС (а) і КСС з змінною структурою (б).

Із аналізу отриманих даних випливає, що час переміщення на інтервалі нестійкого руху в комбінованій системі синхронізації зменшується при зменшенні постійної часу додаткового розімкнутого каналу (при збільшенні додаткового кореня) і менше, ніж в замкнутій системі в 5, 6, 15 та 29 раз. Час перехідного процесу менше в 5.2, 6,5 і 6,7 разів при значеннях оператора часу T_{42} = 0,087 с., T_{42} = 0,022 с., T_{42} = 0,0087 с. Відповідно. [2,4,12]

При обрахуванні часу перехідного процесу в замкнутій системі явище про ковзання циклів не враховується. Тобто, початкові умови вибрані

такими, що рух зображеної точки на фазовій площині здійснюється в межах дійсних значень величин.

3.3 Висновки

В роботі розроблені математична модель та на її основі методика, що дозволяють провести синтез розімкнутого зв’язку зі змінною структурою в комбінованій системі синхронізації супутникової телекомунікації, які забезпечують мінімізацію впливу перехідних процесів на ефективність роботи системи синхронізації..

1. Запропонована в роботі схема розімкнутого зв’язку зі змінною структурою дозволяю мінімізувати вплив перехідного процесу на ефективність роботи системи синхронізації шляхом зменшення часу перехідного процесу шляхом врахування рівня шкідливих збурень перехідного процесу.

3. Проведена в роботі оцінка можливості розімкнутого зв’язку зі змінною структурою по впливу на час перехідного процесу показала, що шляхом логічного перемикання на гілку розімкнутого зв’язку з відповідними значеннями оператора часу можна досягти до 6.7 і більше раз зниження часу перехідного процесу.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі на основі теоретичних досліджень розв’язано актуальне науково-технічне завдання щодо підвищення показників якості роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Отримані в дисертаційні роботі результати носять самостійне, вагоме значення і можуть бути використані при модернізації існуючих та в процесі розробки, проектування будівництва і експлуатації нових систем супутникових телекомунікацій для надання всього спектру телекомунікаційних послуг.

У процесі теоретичних і експериментальних досліджень у дисертаційній роботі отримано наступні науково-практичні результати:

1. В роботі проведено аналіз шляхів підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій.

Встановлено, що існуючі схеми побудови систем фазової синхронізації через властиві їм протиріччя не дозволяють забезпечити необхідну якість і точність роботи в перехідних режимах стеження за несучою частотою. Особливо, коли потрібно поліпшити якість системи по двом і більше суперечливим показникам.

2. Проведений аналіз наукових підходів до підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів в перехідних режимах стеження за несучою частотою показав, що перспективними напрямками є розробка високо динамічних схем комбінованих систем синхронізації при умові підвищення показників якості роботи

3. Удосконалено метод оцінки можливості систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій по підвищенню точності роботи перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Даний метод, на відміну від існуючих, обґрунтовує інваріантний підхід до оцінки можливості перспективних схем системи синхронізації щодо мінімізації фазової помилки та підвищення динаміки в перехідних режимах стеження за несучою частотою в умовах впливу зовнішніх шумів та внутрішніх збурень і перешкод

4. Удосконалено модель підвищення точності роботи комбінованої системи фазової синхронізації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки, яка, на відміну від існуючих враховує характер впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників.

Розроблено модель дозволяє синтезувати комбіновані системи синхронізації з підвищеним до другого та вище порядком астатизму в порівняння з існуючими системами синхронізації замкнутого типу

5. Вперше розроблено методику синтезу системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації, яка дозволяє розробити комбіновану схему системи фазової синхронізації з змінною структурою при умові мінімізації фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Розроблена методика, завдяки змінні структурі розімкнутого зв’язку, дозволяє до 2-3 раз зменшити час перехідного процесу та до 18-20% знизити перехідну складову фазової помилки в порівняння з існуючими системами синхронізації комбінованого типу з простою схемою розімкнутого зв’язку.

6.Теоретичні і практичні положення дисертаційної роботи були використані в практичній діяльності організацій та установ, що підтверджено відповідним актами впровадження, які містяться у додатках до дисертаційної роботи.

Виходячи з отриманих в дисертаційній роботі на тему “Методика підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою” нових наукових і практичних результатів, сукупності публікацій у фахових виданнях України, реалізації та апробації мета дисертаційної роботи досягнута, науково-прикладне задання вирішене.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. В.І. Кравченко, М.Ю. Невгод. Інваріантний підхід до зменшення перехідної складової фазової помилки системи синхронізації в режимі стеження за несучою частотою. Звя'зок. №1(155), С. 37-44, 2022. https://doi.org/10.31673/2412-9070.2022.013946

2. В.І. Кравченко, М.Ю. Невгод. А. Г. Захаржевський Моделювання впливу негативних внутрішніх факторів на показники роботи системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в сталих та перехідних режимах оцінки несучої частоти. Звя'зок. №2 (156), С. 55-62, 2022. https://doi.org/10.31673/2412-9070.2022.025561

3. Т.В. Мелешко, М.Ю. Невгод. Модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Звя'зок. №2 (162), С. 31-36, 2023. https://doi.org/10.31673/2412-9070.2023.023136

4. М.Ю. Невгод, В.О. Дробик. Методика синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів зі змінною структурою розімкнутого зв’язку. Звя'зок. №4(164), С. 25-29, 2023. https://doi.org/10.31673/2412-9070.2023.045060

5. М.Ю. Невгод. Мінімізація середньоквадратичної помилки системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки. Телекомунікаційні та інформаційні технології. №3(80), С. 19-25, 2023. https://doi.org/10.31673/2412-4338.2023.032230

6. O. Turovsky, M. Nevgod «Methodological approach to the synthesis of open communication with a variable structure in the synchronization system of a coherent demodulator of satellite telecommunications», ICT infrastructure as a basis forndigital economy: ITU Workshop for Europe and CIS Region, Ukraine, Kyiv, 15 December 2021. P. 63-65.

7. Maksim Nevgod, Oleksandr Turovsky at all «Improvement of the methodology for evaluating the carrier frequency of the signal during data

transmission in telecommunication control and distance learning systems». The III international scientific – practical conference – modern information, measurement, and control systems: problems, applications and perspectives 2022 (MIMCS' - 2022). November 04-05, 2022 Antalya, Türkiye. P. 105-115.

8. О. Туровський, М. Невгод та інші. Перспективи зменшення впливу направлених кібератак методами підвищення завадостійкості сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Міжнародної науково-технічної конференції "АВІА-2023", Україна, Київ, 18-20 квітня 2023 р. М-во освіти і науки України, Київ, НАУ, ФКПІ, 2023. С. 234-237.

9. Станції супутникової системи зв'язку земні. Класифікація. Основні параметри та методи вимірювання. (ETSI EN 301 443 V 1.2.1:2001, NEQ): ДСТУ 4162:2003 – [Чинний від 2004-07-01]. – К.: Держспоживстандарт України 2004. – 20 с. – (Національний стандарт України).

10. І.В. Горбатий Системи дистанційного зондування Землі з космосу: монографія. – Львів : СПОЛОМ, 2011. – 612 с.

11. Turovsky O.L. (2020). Estimation of the possibilities of the combined synchronization system with open-link to minimize the dispersion of the phase error when tracking the carrier frequency under the conditions of the influence of additive noise. Technology audit and production reserves. 3(4), 16-22. doi: 10.15587/2706-5448.2020.210242.

12. Berkman, L., Tkachenko, O., Turovsky, O., Fokin, V., & Strelnikov, V. (2021). Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 1(9 (109), 66–76. 2021. https://doi.org/10.15587/1729-4061.2021.225514

13. Steklov, B.K., Kostik, B.Y., Berkman, L.N. (2005). Modern control systems in telecommunications. Kyiv: Technique, 400.

14. Boiko, Juliy., Pyatin Ivan, Eromenko Oleksander, Barabash Oleg (2020). Methodology for Assessing Synchronization Conditions in Telecommunication Devices. Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal, 5, 320-327. ttps://doi.org/10.25046/aj050242.

15. Boiko J. (2015). Increasing the noise immunity of signal processing units of telecommunications on the basis of the modified synchronization schemes. Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia, 61, 91-107. doi: 10.20535/RADAP.2015.61.91-107.

16. Туровський, О. Л. Мінімізація дисперсії фазової помилки в системах фазової синхронізації замкнутого типу в режимі стеження за несучою частотою. Вісник інженерної академії. –2019. –№4. –С. 22-27.

17. Karpov, Y.O., Vedmitsky, Y.G., Kukharchuk, V.V., Kadiv, S.S. (2012). Theoretical foundations of electrical engineering. Transients in T33 linear circuits. Synthesis of linear circles. Electric and magnetic nonlinear circuits. Vinnytsia: VNTU, 530.

18. Oleksandr Turovsky, Valerii Kozlovskyi, Balanyuk Yuriy, Boiko Yuliia, Nataliia Lishchynovska (2020) Consideration of limitations, which are formed by the input signal, on the phase error minimization process during carrier frequency tracking system of synchronization of radio technical device of communication. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, 9(5), 8922 – 8928.

19. Boyko, Y.M. (2015). Evaluation of quality indicators of devices for synchronization of signals of telecommunications. Bulletin of Khmelnitsky National University, 1, 144–155.

20. Scheers, B. (2010). A Modified Direct-Sequence Spread Spectrum Modulation Scheme for Burst Transmissions. Military Communications and Information Systems Conference (MCC’2010), Wroclaw, Poland, September 27–28, 366–373.

21. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв’язку та передачі інформації /Ю.М. Бойко Ю.М., Н.М. Сворінь // Вісник Хмельницького національного університету. –2011. –№1. –С. 103-110.

22. Lyons R.G. Understanding Digital Signal Processing. Boston: Prentice Hall, 2010. 992 p.

23. Довгополий А. С. Удосконалення систем супутникової навігації озброєння та військової техніки в умовах впливу навмисних перешкод / А. С. Довгополий, С. О. Понамаренко, В. В. Твердохлібов, О. О. Білобородов // Озброєння та військова техніка. –2018. –№1(17). –С. 67–71.

24. A.M. Rabiei, Frequency offset invariant multiple symbol differential detection of MPSK. // A.M. Rabiei, N.C. Beaulieu // IEEE Trans. Commun. –2011. –№59(3). –С.652–657.

25. A.A. Nasir. Particle filters for joint timing and carrier estimation: Improved resampling guidelines and weighted bayesian cramer–rao bounds / A.A. Nasir, S Durrani, R.A. Kennedy // IEEE Trans. Commun. –2012. –№60(5). –С.1407–1419.

26. J. Bhatti. Low–complexity frequency offset and phase noise estimation for burst–mode digital transmission in Proc. / J. Bhatti, N. Noels, and M. Moeneclaey // IEEE PIMRC. –Toronto. – 11-14 September 2011. –С.1662–1669.

27. Нагорнюк О. А. Покращення точності оцінювання несучої та символьної частоти сигналів з цифровою модуляцією / О. А. Нагорнюк // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: Зб. наук. праць ЖВІ НАУ. –2013. –Вип. 8. – С. 62–70.

28. О.Л. Туровський, Л.Н. Беркман, А.Г. Захаржевський, «Інваріантний підхід до зменшення сталих динамічних похибок фазових систем синхронізації в режимі відстежування несучої частоти», Зв.язок. №1(143), С. 44-50, 2020.

29. INTELSAT. INTELSAT EARTH STANDARTS (ISS) Perfomance characteristics for broadband VSAT (BVSAT) digital carriers // Document IESS–313 (Rev.A) APPROVAL DATE: 08 August 2000. –2000.

30. Lee L.N. Digital processor–based programmable BPSK(QPSK) offset–QPSK modems / Lee L.N., Shenoy A., Eng M.K. // Comsat Technical Review. –1989. –№ 2 (vol. 19). –P. 57-64

31. Макаренко С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Iridium. / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. –2018. –№4. –С. 1–34.

32. F.M. Gardner. Hangup in phase–lock loops / F.M. Gardner // IEEE Transactions on Communications, vol. COM-25. – Stanford. – Oct.1977. –P. 1210-1214.

33. W. Aziz. Performance Analysis of Carrier Frequency Offset (CFO) in OFDM using MATLAB / W. Aziz, E. Ahmed, G. Abbas, S. Saleem, Q. Islam. // Journal of Engineering (JOE). – 2012. – Vol. 1, № 1. – P. 5–10.

34. Туровський О.Л. Вплив фазової нестабільності генераторів на параметри роботи системи синхронізації несучої частоти на фоні адитивного гаусівського шуму та допплерівського зміщення частоти /О.Л.Туровський, Л.А.Кирпач // Збірник наукових праць ВІКНУ. – 2020. –№67. –С. 62 – 71.

35. P. Kootsookos Fast, Accurate Frequency Estimators. IEEE Signal Processing Magazine. –2007. – Vol. 24, № 3. – P. 123-125.

36. Бойко Ю. М. Оцінювання якісних показників пристроїв синхронізації сигналів засобів телекомунікацій. Вісник Хмельницького національного університету. 2015. № 1. С. 204–213.

37. Бойко Ю.М. Поліщук А.С. Проблеми синхронізації автоколивальних систем під зовнішнім періодичним впливом. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2010. №2. С. 156 - 162.

38. Кучер Д.Б., Макогон В.П. Відновлення несучої при когерентній демодуляції сигналу з безперервною фазою засобів зв’язку. Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2013. № 2(11). С 148-149.

39. Kay S., Fast A. Accurate Single Frequency Estimator. IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing. 1989. VOL. 37, No 12. P. 1987-1990.

40. Бойко Ю. М., Єрьоменко О. І. Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах. Матеріали XIV міжнародної науково-практичної конференції. Одесська національна академія зв’язку ім. Попова. м. Одеса, 5–10 червня, 2015 р. С. 192-194.

41. Пищак І. І. Метод виявлення частот в ефірі радіосигналу. Вісник Національного університету "Львівська політехніка": Комп’ютерні системи та мережі. 2012. № 745. С. 164–167.

42. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах. Пер. с англ.: Б. Н. Бронина, И. И. Короткевич, А. И. Коротова, М. Н. Микшиса, Л. В. Поспелова, О. А. Соболевой, К. Г. Финогенова, Ю. В. Чечёткина, М. П. Шарапова. Изд. 4-е, переработанное и дополненное. Москва: Мир, 1993.

43. Бойко, Ю. М., Ночка, Р. Ю. (2015). Оцінювання якісних показників пристроїв синхронізації сигналів засобів телекомунікацій. Вісник Хмельницького національного університету, 1, 144-155.

44. Mucchi, L., Marabissi, D., Ranaldi, M., Del Re, E. and Fantacci, R. (2004). Impact of synchronization errors and multiple access interference to the performance of UWB impulse radio systems. Eighth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications – Programme and Book of Abstracts (IEEE Cat. No.04TH8738), Sydney, NSW, Australia, 477-483.

45. Габриэльян Д.Д., Енгибарян И.А., Сафарьян О.А. Новый метод стабилизации частоты генераторов / REDS: телекоммуникационные устройства и системы. 2014. Том. 4. №1. С.30-34.

46. Le Nir V. Blind CP-OFDM and ZP-OFDM Parameter Estimation in Frequency Selective Channels / V.Le Nir, T.Van Waterschoot, M. Moonen et al. // Wireless Com Network. –2009. –No 315765. https://doi.org/10.1155/2009/315765

47. Oleksandr Turovsky. Combined system of phase synchronization with increased order of astatism in frequency monitoring mode / O. Turovsky, Y. Khlaponin, H. M. Muhi-Aldin et al. // CEUR Workshop Proceedings. –2020. – Vol. 2616, Session. 1, pp.53–62.

48. Sklar, B. (2017). Digital Communications: Fundamentals and Applications Second Edition. Prentice Hall, 1104.

49. Horowitz P. and Hill W. (2015). The Art of Electronics. Cambridge University Press, Cambridge, 1220 p.

50. Shestakov A.L., Semenov A.S., Ibrieva O.L. Estimation of the carrier frequency of a random sequence of pulses by the Proni method. Bulletin of SUSU, No. 37 (170), PP. 106–115, 2009.

51. Sana Fathima, Sudershan Reddy Kotla, Sameeha Fahmeen, Quddusa Sultana, Desireddy Krishna Reddy. Estimation and Analysis of Instrumental Biases for GPS and NavIC Satellites and Receivers, International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering. Vol.8, PP 391-394, 2019, doi: 10.30534/ijatcse/2019/5981.42019.

52. Kozlovskyi, V., Scherbak, L, Martyniuk H., Balanyuk, Y. Boiko, Y. Applying an adaptive method of the orthogonal laguerre filtration of noise interference to increase the signal/noise ratio Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2020, 2(9-104). c. 14-21

53. Kozlovskyi. V., Korzh. R., Petrovska, S.. ...Boiko, Y., Yakoviv, I. Low-Frequency Schemes of Substitution of Segments Inhomogeneous Transmission Lines 2019 3rd International Conference on Advanced Information and Communications Technologies, AICT 2019 - Proceedings, 2019. c 80-83, 8847844

54. Savchenko Vitalii, Vorobiov Oleh, Tkalenko Oksana et all “Influence of the Composite Materials Nonlinear Properties with Radioisotope Inclusions on Reflected Radiation”, International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, vol. 8. PP. 2716-2720, 2019, 10.30534/ijatcse/2019/05862019

55. Polikarovskikh A.I. (2014), “ Sovremennyye opornyye generatory dlya sistem sinteza chastot i signalov” [Modern reference generators for frequency and signal synthesis systems], Bulletin of the Voronezh State Technical University, Vol. 10, No. 4. pp. 100-108.

56. Павленко М.П. Реалізація декодера Вітербі на FPGA для систем супутникового зв’язку / Павленко М.П., Бичков В.Є., Правда В.І. // Вісник Національного технічного університету України "КПІ". 75 Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. –2012. –№49. –С. 71–75.

57. Туровський О.Л. Аналіз ефективності застосування двохєтапного алгоритму оцінки несучої частоти фазо модульованого сигналу супутникової системи зв’язку при передачі даних в безперервному режимі / О.Л. Туровський // Звя'зок. –2020. –№3(143). –С. 12–21.

58. Juan A. M. Block synchronization algorithms for UWB–OFDM systems / A. M. Juan and G. G. Cecilia // Digit. Signal Process. — 2011. — Vol. 21(2). — P. 187–295.

59. Телекомунікаційні системи та мережі. Структура й основні функції. Том 1. / Поповський В.В., Лемешко О.В., Ковальчук В.К., Плотніков М.Д., Картушин Ю.П. та інші. [Електронний ресурс]. – Х.: ХНУРЕ. 2018. Режим доступу – http://www.znanius.com/3534.html

60. Павленко М.П. Реалізація декодера Вітербі на FPGA для систем супутникового зв’язку / Павленко М.П., Бичков В.Є., Правда В.І. // Вісник Національного технічного університету України "КПІ". 75 Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. –2012. –№49. –С. 71–75.

61. Lee L.N. Digital processor–based programmable BPSK(QPSK) offset–QPSK modems / Lee L.N., Shenoy A., Eng M.K. // Comsat Technical Review. –1989. –№ 2 (vol. 19). –P. 57-64

62. А. В. Глухов Оптимизация параметров цифровых фильтров высокоскоростного модулятора для PLC-модемов. Вестник Тамбовского государственного технического университета. 2013. Том 19, № 4. С.751-756.

63. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание.:Пер. с английского. Москва:Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.

64. Коханов А. Б. Технология синхронного детектирования сигналов. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2007. Т. 50, № 11. С. 14 - 25.

65. Земляный О. В. Передача информации на основе манипуляции спектром широкополосного хаотического сигнала. Радиофизика и электроника. 2015. Т. 6(20). № 3. С. 72-78.

66. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание.:Пер. с английского. Москва:Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.

67. Kozlovskyi, V., Scherbak, L, Martyniuk H., Balanyuk, Y. Boiko, Y. Applying an adaptive method of the orthogonal laguerre filtration of noise interference to increase the signal/noise ratio Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2020, 2(9-104). с. 14-21.

68. Grosu F., Bîrzu A., Lazar A. and Grosu I. Coupling Systems for a New Type of Phase Synchronization / Mathematical Problems in Engineering, Volume 2016, 10 pages.

69. Salim O., Nasir A., Mehrpouyan H., Xiang W., Durrani S. and Kennedy R. Channel, phase noise, and frequency offset in OFDM systems: Joint estimation, data detection, and hybrid cramer-rao lower bound / IEEETrans. Commun. 2014, №62(9), pp. 3311–3325.

ДОДАТКИ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Ідентифікаційний код 38855349
№ 8/143-23
від «07» 11 2023 р.
03110, м.Київ, вул. Солом'янська, буд. 7
тел.: (044) 248-85-78, 248-85-97

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з навчально-виховної та наукової роботи
Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій
_____ Любов БЕРКМАН
«07» 11 2023 року

АКТ
про реалізацію результатів дисертаційної роботи Невгода Максима Юрійовича на тему «Методика підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою» в навчальному процесі Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій

Комісія у складі завідувача кафедри Телекомунікаційних систем та мереж доктора технічних наук, професора Заїки Віктора Федоровича та членів комісії – доцента кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій кандидата технічних наук, доцента Докової Лариси Валеріївни, професора кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій доктора технічних наук, професора Макаренка Анатолія Олександровича у період з 03 по 06 листопада 2023 року провела роботу по встановленню фактичного використання в навчальному процесі Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій результатів дисертаційної роботи Невгода Максима Юрійовича на тему «Методика підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в перехідних режимах стеження за несучою частотою».

На основі поданої дисертаційної роботи та наукових статей комісія встановила, що в навчальному процесі та науковій діяльності Університету реалізовано наступні результати:

– модель підвищення точності роботи комбінованої системи фазової синхронізації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки з врахуванням характеру впливу зовнішніх та внутрішніх негативних чинників;

– методику синтезу системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації, з змінною структурою при умові мінімізації фазової помилки в перехідних режимах стеження за несучою частотою.

Результати дисертаційної роботи використовуються:

– в рамках науково-дослідної роботи: «Дослідження надійності телекомунікаційних мереж» (РК № 0114U000404); «Методика розробки безпроводової мережі високої щільності на базі технології Aruba Instans» (РК № 0118U004553);

– у навчальному процесі кафедри телекомунікаційних систем та мереж при підготовці кваліфікаційних дипломних і курсових робіт та при викладанні навчальних дисциплін: «Телекомунікаційні системи передачі даних», «Проектування телекомунікаційних систем та мереж»

Голова комісії:
Завідувач кафедри
Телекомунікаційних систем та мереж
д. т. н., професор

Віктор ЗАЇКА

Члени комісії:

Професор кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій
д. т. н., професор

Анатолій МАКАРЕНКО

Доцент кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій
к. т. н., доцент

Лариса Дакова