

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ТУРОВСЬКИЙ Олександр Леонідович



УДК 621.396.8

**МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ РОБОТИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ
СИНХРОНІЗАЦІЇ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ
ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ**

05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій»

Автореферат

дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Київ-2021

Дисертацією є рукопис.
Робота виконана на кафедрі засобів захисту інформації
Національного авіаційного університету
Міністерства освіти і науки України.

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор
Козловський Валерій Валерійович,
Національний авіаційний університет,
завідувач кафедри засобів захисту інформації

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Заїка Віктор Федорович
Державний університет телекомунікацій,
завідувач кафедри телекомунікаційних систем
та мереж

доктор технічних наук, професор
Бойко Юлій Миколайович
Хмельницький національний університет,
начальник науково-дослідної частини

доктор технічних наук,
старший науковий співробітник
Наконечний Володимир Сергійович,
Київський національний університет
імені Тараса Шевченка,
професор кафедри кібербезпеки
та захисту інформації

Захист відбудеться “13” травня 2021 року о 13⁰⁰ годині, ауд. 6.205 на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.062.19 у Національному авіаційному університеті за адресою: 03058, м. Київ, проспект Любомира Гузара, 1.

З дисертацією можна ознайомитись у науково-технічній бібліотеці Національного авіаційного університету за адресою: 03058, м. Київ, проспект Любомира Гузара, 1.

Автореферат розісланий “8” квітня 2021 року.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради Д 26.062.19
доктор технічних наук, доцент



Р. С. Одарченко

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

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 сучасним швидкісним надійним зв'язком, складовим якого є системи супутникових телекомунікацій.

Прогрес у вирішенні комплексу державних завдань із побудови перспективних супутникових телекомунікаційних систем тісно пов'язаний із прийняттям “Концепції розвитку телекомунікацій в Україні” та “Концепції реалізації державної політики у сфері космічної діяльності на період до 2032 року”, котрі нерозривні зі Стратегією національної безпеки України, а також тенденціями розвитку української космічної програми та удосконаленням науково-технічного і виробничого потенціалу галузі розвитку телекомунікаційної інфраструктури, згідно зі Стратегією сталого розвитку “Україна-2030”.

Наукові дослідження проблем передачі даних, пошук шляхів і методів підвищення ефективності використання засобів зв'язку, є надзвичайно важливими для вирішення завданнями, що стоять перед сучасними системами супутникових телекомунікацій.

Успішне вирішення завдання подальшого підвищення ефективності роботи супутникових телекомунікацій залежить від можливостей по підвищенню якості функціонування систем і пристроїв, що входять до їх складу зокрема і до систем фазової синхронізації вхідного сигналу з складу когерентного демодулятора супутникової телекомунікації

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. Точність роботи та швидкодія систем синхронізації, впливають на основні показники роботи фазокогерентних систем зв'язку безпосередньо в процесі реалізації алгоритму демодуляції вхідного сигналу.

У наукових роботах, що вирішують завдання по побудові систем фазової синхронізації описані дослідження, спрямовані в основному на оптимізацію параметрів фільтра і системи в цілому для класу замкнутих систем синхронізації. Однак вказані системи через властивих їм протиріч не дозволяють в ряді випадків забезпечити необхідну якість роботи. Це особливо відчутно, коли потрібно поліпшити якість системи по двох і більше суперечливих показниках.

Великі можливості щодо поліпшення якості систем синхронізації є в класі комбінованих систем, які, завдяки змінній структурі, можуть поєднувати принципи регулювання по відхиленню і збуренню. Що визначалось в якості перспективних в деяких наукових роботах. Однак можливості комбінованих системи синхронізації різного типу на сьогоднішній день мало досліджені.

Завдання по побудові комбінованих систем синхронізації на основі синтезу більш складних зв'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.

Комплексна огинаюча вхідного сигналу, що поступила на вхідний пристрій системи синхронізації, містить невідомі величини V – частоту сигналу; φ – початкову фазу сигналу; τ – час затримки сигналу. Завдання синхронізації фактично зводиться до оцінки істинних параметрів сигналу, що приймається – V, φ, τ , знання параметрів яких необхідно для демодуляції сигналу $z(t)$.

Найкращі результати може дати сумісна оцінка невідомих параметрів сигналу. Однак на практиці реалізувати таку оцінку в каналі супутникової телекомунікації з низькою енергетикою і з великою частотною невизначеністю сигналу, що приймається не представляється можливим.

Тому оцінка зміщення несучої частоти сигналу, що приймається відносно номінального значення проводить до того, як включаються інші процедури синхронізації, а саме: синхронізація по фазі і синхронізація по тактовій частоті. Складність завдання оцінки несучої частоти в супутниковому каналі посилюється наявністю додаткових заважаючих дій «сусідніх каналів» – сигналів з тим же самим типом модуляції і тією ж швидкістю передачі інформації. Відомо, що супутникові системи передачі інформації працюють в тому числі і в режимах з випадковим доступом пакетів сигналів. Тобто для них є актуальною синхронізація когерентних фазових демодуляторів, що працюють в пакетному режимі.

Значні складності виникають при реалізації алгоритмів оцінки в пакетному режимі. Це пояснюється тим, що в пакетному режимі синхронізація демодулятора здійснюється по преамбулі, тривалість якої жорстко фіксована.

З врахуванням того, що оцінка частоти несучого коливання в безперервному режимі і пакетному режимі здійснюється принципово різними способами, представляється доцільним розробити методи оцінювання в безперервному і пакетному режимах окремо.

Методи оцінки несучої частоти та подальшої синхронізації для цього випадку, що описані в попередніх роботах, призначені для демодуляторів систем зв'язку, що працюють з тимчасовим розподілом каналів. Основним недоліком вказаних робіт є те, що розглядаються відносно невеликі по відношенню до смуги вхідного сигналу зміщення несучого коливання, в той час як в реальних сучасних системах зв'язку ці зміщення можуть бути співвідносні з тактовою частотою сигналу, що приймається.

При вирішенні визначеної в дисертаційній роботі проблеми автор у своїх дослідженнях спирався на праці вітчизняних і зарубіжних вчених, які зробили значний внесок у розвиток теорії побудови систем фазової синхронізації та розробки алгоритмів оцінки ними несучої частоти. А саме: Vregni S., Lyons R.G., Kootsookos P., D'Amico A., Гросу Ф., Скляр Б., Шахгельдян В.В., Зайцев Г.Ф., Банкет В.Л., Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Козелков С. В., Бойко Ю.М., Климаш М.М., Смірнов В.С., Коваль В.В.

Аналіз наукових досліджень вітчизняних і зарубіжних вчених показав, що завданням підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в напрямку побудови комбінованої системи синхронізації та розробки алгоритмів оцінки частоти вказаною системою, які б враховували всі особливості передачі даних системою супутникової телекомунікації не приділяється достатньої уваги. На підставі цього можна стверджувати, що, по суті, формується нова науково - прикладна проблема щодо підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою.

Розв'язання вказаної проблеми передбачає розробку моделей та методів підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою, що визначає мету та зміст даної дисертаційної роботи.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційне дослідження відповідає абзацу одинадцятому підрозділу Напрямків розвитку телекомунікаційних мереж розділу 3 «Концепції розвитку телекомунікацій в Україні» у частині участі у створенні національної супутникової системи зв'язку, та абзацу п'ятого розділу очікуваних результатів «Концепції реалізації державної політики у сфері космічної діяльності на період до 2032 року».

Дослідження проведено в межах науково-дослідних робіт: «Розробка методу підвищення якості функціонування космічних навігаційних радіолокаційних систем на основі застосування нелінійних адаптивних компенсаторів» (ДР №0117U001334, Державний університет телекомунікацій), «Оптимальне прийняття сигналу в телекомунікаційних системах» (ДР №0117U003731, Державний університет телекомунікацій), «Динамічні моделі систем підтримки прийняття рішення для дистанційного керування безпілотними літальними апаратами на основі двокрокового варіаційно-градієнтного методу» (ДР №0117U003774, Державний університет телекомунікацій), «Інформаційна та авіаційна безпека об'єктів критичної інфраструктури» (ДР №0119U102297, Національний авіаційний університет)

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою.

Для досягнення поставленої мети і вирішення зазначеної проблеми необхідно вирішити наступні наукові задачі:

1. провести аналіз можливих шляхи підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою;
2. розробити моделі та методи синтезу системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою в сталих та перехідних режимах роботи супутникових телекомунікації з врахуванням зовнішніх та внутрішніх чинників впливу;
3. розробити методи побудови системи фазової синхронізації при умові підвищення точності оцінки несучої частоти при кутовій демодуляції сигналу в сталих та перехідних режимах роботи;
4. удосконалити методи підвищення ефективності оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій з врахуванням особливостей передачі даних;
5. обґрунтувати теоретичні положення, та на їх основі розробити метод розрахунку нижнього критерію дисперсії оцінки несучої частоти та обґрунтувати його застосування для оцінки частоти в когерентних демодуляторах супутникових телекомунікацій;
6. розробити методи оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в безперервному та пакетному режимах прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями;
7. провести аналіз ефективності розроблених методик оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій;

Об'єктом дослідження є процес оцінки несучої частоти в супутникових телекомунікаціях.

Предметом дослідження є моделі та методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в 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 в сталих та перехідних режимах стеження за несучою частотою, який, на відміну від відомих, забезпечує більш стійке функціонування систем фазової синхронізації;
2. *Вперше розроблено* модель синтезу комбінованої системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації, яка, на відміну від існуючих, забезпечує підвищення порядку астатизму та мінімізацію дисперсії фазової помилки системи синхронізації в ході стеження за несучою частотою;
3. *Вперше розроблено* метод побудови комбінованої схеми системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації, який, на відміну від існуючих, дозволяє розробити комбіновану схему системи фазової синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки з врахуванням зовнішніх та внутрішніх чинників впливу на ефективність системи в сталих режимах роботи;

4. *Вперше розроблено метод підвищення ефективності роботи комбінованої схеми системи фазової синхронізації супутникової телекомунікації в перехідних режимах роботи, який, на відміну від існуючих дозволяє зменшити перехідну складову фазової помилки та час перехідного процесу в комбінованій системі синхронізації в ході стеження за несучою частотою;*

5. *Удосконалено метод підвищення ефективності оцінки несучої частоти в супутникових телекомунікацій, який на відміну від існуючих забезпечує дисперсію оцінки, близьку до теоретичних границь та враховує особливості прийому та обробки сигналу системами синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій;*

6. *Удосконалено метод розрахунку нижньої границі дисперсії оцінки несучої частоти (границі Крамер-Рао), який, на відміну від відомих, забезпечує отримання критерію, призначеного для порівняльної оцінки теоретичної границі та отриманого значення дисперсії оцінки несучої частоти когерентного демодулятора супутникової телекомунікації;*

7. *Вперше розроблено методи оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій, які, в відмінності від існуючих, дозволяють отримати значення мінімально граничних дисперсій оцінки, близьких до теоретичних границь для безперервного та пакетного режимів прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями.*

Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення систем супутникових телекомунікацій полягає у тому, що запропонована в дисертаційній роботі методологія і на її основі моделі та методи можуть стати основою для створення практично реалізованих схем систем фазової синхронізації та алгоритмів оцінки несучої частоти, що можуть бути застосовані для підвищення точності роботи когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою

1. Розроблено модель синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою в сталому та перехідному режимах роботи супутникових телекомунікації, яка дозволяє синтезувати комбіновані системи синхронізації з підвищеним до другого та вище порядком астатизму в порівнянні з існуючими системами синхронізації замкнутого типу (акт реалізації від 02.11.2020);

2. На основі розроблених в роботі методів побудовано схему системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації, яка, при зменшенні до 80% значення дисперсії фазової помилки несучої частоти дозволяє до 2.5 і більше раз збільшити швидкодію системи в сталому режимі роботи в порівнянні з існуючими системами синхронізації замкнутого типу (акти впровадження від 24.12.2020, від 12.01.2021)

3. Розроблений в роботі метод підвищення точності роботи системи фазової синхронізації в перехідних режимах дозволяє до 2-3 раз зменшити час перехідного процесу та до 18-20% знизити перехідну складову фазової помилки в порівнянні з існуючими системами синхронізації замкнутого типу (акт впровадження від 24.12.2021)

4. Уточнено метод визначення теоретично можливої нижньої границі дисперсії оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій який, на відміну від існуючих, надає змогу встановити кількісні характеристики мінімальної дисперсії оцінки та, при врахуванні всіх параметрів вхідного сигналу, може забезпечити на 2-4 порядки підвищення точності оцінки несучої частоти в порівнянні з існуючими методиками, які не враховують, або частково враховують вказані параметри;

5. Розроблено метод двоетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями, який, на відміну від існуючих враховує вплив «сусідніх» каналів прийому вхідних сигналів та, при тактових інтервалах спостереження 256 та 512, забезпечує оцінку несучої частоти з дисперсіями, що на один – три порядки менше значення дисперсій, отриманих за допомогою існуючих алгоритмів оцінки та наближені на один-два порядки до встановленої граничної межі дисперсії оцінки несучої частоти для супутникових телекомунікацій в найбільш значимому інтервалі відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ режим (акти впровадження від 24.12.2020 та від 12.02.2021);

6. Розроблено метод двоетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями, який, на відміну від існуючих, має просту процедуру обрахування та забезпечує дисперсію оцінки несучої частоти сигналу, що приймається в пакетному режимі, максимально наближену, в відносному співвідношенні від 4 та менше раз, до нижнього кордону Крамер-Рао при достатньо малому інтервалі спостереження, який в 8-10 раз менше в порівнянні з інтервалами, прийнятими для оцінки несучої частоти сигналу, що приймається в безперервному режимі (акт впровадження від 24.12.2021 та від 12.02.2021).

Практична цінність роботи підтверджена актами реалізації основних результатів дослідження у навчальному процесі Національного авіаційного університету, Державного університету телекомунікацій і актами впровадження в науково-технічну діяльність Центрального науково - дослідного інституту озброєння і військової техніки Збройних сил України, акціонерного товариства «Мотор Січ».

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 і опублікованих одноосібно в роботах [4,9-13,15,18-20,29-35] та в співавторстві в роботах [1-3,5-8,14,16,17,21-28].

В наукових публікаціях у співавторстві автору належать: провідна роль у виборі та обґрунтуванні напрямку досліджень, постановка задачі на різних етапах виконання роботи, аналіз та інтерпретація одержаних результатів.

У дисертації не використовувалися ідеї та розробки, що належать співавторам, з якими опубліковано наукові праці. Усі наукові результати, що подаються до захисту, одержано особисто автором, наукові статті, опубліковані у фахових виданнях, відповідають вимогам як за назвою, так і за змістом.

У опублікованих у співавторстві роботах автором дисертації зроблено такий особистий внесок: [1] подано особисто розроблені математичні залежності оцінки несучої частоти сигналу, що приймається системою синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в пакетному режимі; [2] подано математичні залежності та на їх основі модель, призначену для визначення нижнього кордону Крамера-Рао (Cramer-Rao lower bound), який пропонується в якості кількісної характеристики мінімально граничної дисперсії оцінки несучої частоти системою синхронізації когерентного демодулятора; [3] подані математичні залежності та на їх основі методика, яка дозволяє здійснити оцінку обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на мінімізацію фазової помилки в процесі стеження за несучою частотою комбінованою системою синхронізації когерентного демодулятора; [5] обґрунтовано наукове завдання щодо розробки алгоритму оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу системи синхронізації когерентного демодулятора супутникових систем зв'язку та визначені наукові задачі, які необхідно для цього вирішити; [6,7,28] проведено аналіз інформаційних технологій та обґрунтовано інваріантний підхід до синтезу системи фазової синхронізації когерентного демодулятора з метою підвищення точності оцінки частоти системою синхронізації вхідного сигналу; [8,22] запропоновані аналітичні залежності, що дозволяють уточнити методика синтезу розімкненого зв'язку для комбінованої системи синхронізації з врахуванням фазової нестабільності генераторів; [14] розкрито сутність методу зменшення інтервалу спостереження в процесі оцінки несучої частоти когерентним демодулятором, заснованому на використанні ковзного швидкого перетворення Фур'є (sliding FFT); [16,] подано математичні залежності та узагальнена модель, що дозволяє провести синтез складного розімкнутого зв'язку в комбінованій системі синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки; [17, 21, 25] подано функціональні залежності та на їх основі уточнену методика яка дозволяє: визначити вид і параметри розімкнутого зв'язку в

комбінованій системі синхронізації; підвищити порядок астатизму вказаної системи; зменшити дисперсію постійної помилки в процесі відстеження несучої частоти в умовах наявності шумів в каналі зв'язку; [23] формалізовано вимоги до точності оцінки несучої частоти в телекомунікаційних мережах; [24] розроблено математичні залежності передавальної функції синхронно-фазового демодулятора з розімкнутим зв'язком при умові підтримання астатизму вищого порядку в системах синхронізації; [26,27] подано результати дослідження можливостей системи фазової синхронізації закритого типу до мінімізації фазової помилки.

Апробація результатів дисертації. Основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації, які одержані в ході роботи, апробовані та оприлюднені в ході: IV міжнародної науково - технічної конференції «Проблеми інформатизації» (м. Київ-Полтава-Катовіце-Париж-Харьків, ДУТ, Полт.НТУ, НТУ, Кат.ЕУ, Париж. унів. ІV Венсент-Сен-Дені, Харьк. НДІТМ 09-10.04.2015); регіонального міжнародного науково-практичного семінару МСЕ для країн Європи і СНД «Тенденции развития конвергентных сетей: решения пост-NGN, 4G и 5G», (Київ, ДУТ, 17-18.11.2016); IV наукової конференції студентства та молоді «Світ інформації та телекомунікації», (Київ, ДУТ, 18- 19.05. 2017); регіональної міжнародної науково-технічної конференції МСЕ для країн Європи і СНД «Перспективы предоставления услуг на основе сетей пост-NGN, 4G и 5G. Организационные и технические решения по их построению и защите», (Київ, ДУТ, 07- 09.06. 2017); VII наукової конференції студентства та молоді «Світ інформації та телекомунікації», (Київ, ДУТ, 05- 06.12. 2018); ITU Workshop for Europe and CIS region «ICT infrastructure as a basis for digital economy», (Kyiv, Ukraine, 14-16 May 2019). (**Scopus**); IX науковій конференції студентства та молоді «Світ інформації та телекомунікації», (Київ, ДУТ, 10-11.10. 2019); 2nd international CEUR workshop proceedings «Control, optimisation and analytical processing of social networks / COAPSN 2020», (Lviv, Ukraine, May 21, 2020); 2nd International Conference «Cyber Hygiene & Conflict Management in Global Information Networks / CMiGIN-2020», (Kyiv and Lviv, Ukraine, November 30, 2020. (**Scopus**); 7th International Conference "Information Technology and Interactions / IT&I-2020, Satellite», (Kyiv, Ukraine, December 04, 2020, Taras Shevchenko National University of Kyiv); International Conference "Information Technology and Interactions / IT&I-2020», (Kyiv, Ukraine, December 02-04, 2020) (**Scopus**).

Крім того, основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації також апробовано на міжкафедральному семінарі Факультет кібербезпеки, комп'ютерної та програмної інженерії Національного авіаційного університету.

Публікації. Основні наукові положення та результати дисертаційного дослідження опубліковано в 35 наукових працях. У томи числі: в 3 наукових статтях у періодичних наукових виданнях іноземних держав, які індексуються наукометричною базою Scopus; в 1 науковій статті у періодичному науковому виданні держави, яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку та/або Європейського Союзу, з наукового напрямку, за яким підготовлено дисертацію; в 20 наукових статтях у періодичних виданнях України включених до "Переліку наукових фахових видань України" (з них 10 опубліковані одноосібно), 11 тезах доповідей та матеріалах конференцій (з них 3 індексуються міжнародною наукометричною базою Scopus).

Структура дисертації та її обсяг. Дисертаційна робота складається з анотації, змісту, переліку умовних скорочень вступу, п'яти розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків і має 291 сторінку основного тексту, 56 рисунків та таблиць, 10 сторінок додатків. Список використаних джерел містить 191 найменування і займає 20 сторінок. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 321 сторінка.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі наведена загальна характеристика роботи, сформована наукова проблема, вирішенню якої присвячене дослідження, обґрунтовано актуальність теми досліджень, сформульована мета та задачі досліджень, розкритий зв'язок роботи з науковими планами та

програмами, показана наукова новизна та практична цінність отриманих результатів, відзначений особистий внесок автора, наведені дані про апробацію та практичне впровадження, публікації та структуру роботи.

У першому розділі на основі опрацьованих літературних джерел проведено аналіз особливостей роботи систем фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в режимі стеження за несучою частотою, особливостей оцінки несучої частоти когерентними демодуляторами, та визначено основні завдання, які необхідно вирішити для розроблення методології і на її основі моделей та методів підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою.

Розглянуто основні особливості сучасних супутникових систем передачі даних, та визначені особливості, які впливають на точність та швидкодію роботи системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів сигналу в сталому і перехідному режимах роботи супутникової телекомунікації під впливом різних шумів та збурень.

Показано, що для розглянутих супутникових систем зв'язку характерна вкрай низька енергетика каналу, значна частотна невизначеність сигналу та наявність «сусідніх каналів». А для систем супутникового зв'язку з багатостанційним доступом з частотним поділом каналів необхідний множинний доступ і надання каналу на вимогу та робота, як в безперервному, так і в пакетному режимах. Визначено, що при реалізації процедур демодуляції в супутниковому каналі визначне значення має синхронізація несучої частоти.

Проаналізовано процес стеження за несучою частотою системою фазової синхронізації когерентного демодулятора без врахування шуму та визначені невідповідності існуючих схем побудови систем синхронізації замкнутого типу щодо можливостей до подальшого підвищення точності та швидкодії в процесі оцінки несучої частоти.

Розгляд замкнутої системи синхронізації проводився на основі структурної схеми, поданої на Рис. 1.

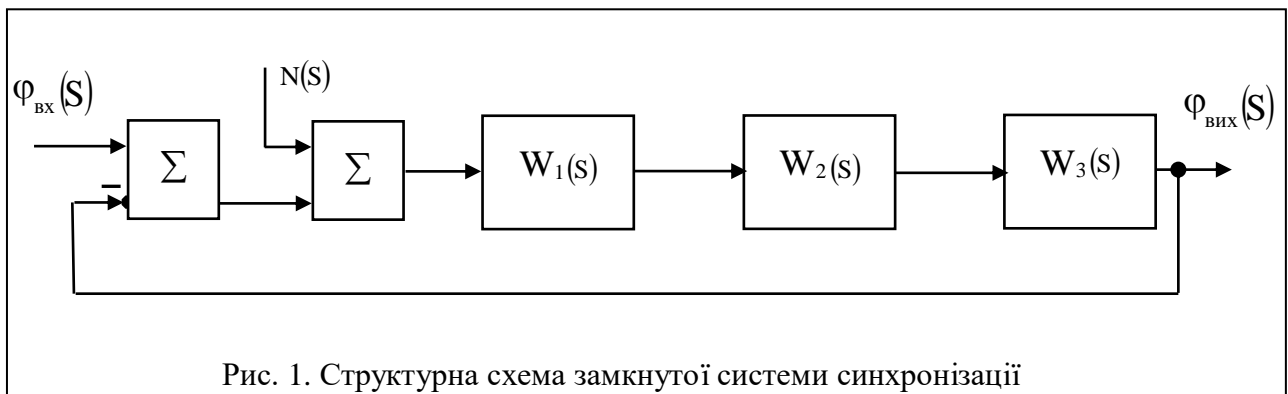


Рис. 1. Структурна схема замкнутої системи синхронізації

На Рис. 1. позначені: $W_1(S)$ – передавальна функція фазового дискримінатора (ФД), $W_2(S)$ – фільтру (Ф), $W_3(S)$ – генератора опорної частоти (ПГ), які мають наступний вигляд: $W_4(S) = K_1 + \left(\frac{D_1(S)}{F_1(S)} \right)$, $W_3(S) = \frac{K_3}{S} = \frac{D_3(S)}{F_3(S)}$, де $K_1 = A_1 K_{\text{фд}}$; K_3 – коефіцієнт підсилення ПГ; S – оператор Лапласа.

Визначено передавальну функцію системи синхронізації замкнутого типу та показано, що досягнення інваріантності в замкнутій системі синхронізації неможливе через неможливість досягнення рівності чисельника передавальної функції «0». Показано, що при обліку адитивного гаусівського шуму і нестабільності генераторів, прагнення мінімізувати дисперсію фазової помилки в класі замкнутих систем синхронізації викликає погіршення динаміки системи та не дозволяє збільшити порядок астатизму.

Встановлено, що точність роботи та швидкодія систем синхронізації, впливають на основні показники точності роботи фазокогерентних систем зв'язку безпосередньо в процесі реалізації алгоритму демодуляції вхідного сигналу. А при розробці алгоритмів когерентної

демодуляції визначальне значення має рішення проблеми точності оцінки несучої частоти вхідного фазомодульованого сигналу.

Для вирішення завдання розробки алгоритму оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу в когерентних демодуляторах супутникових телекомунікацій в розділі запропоновано: визначити потенційні кордони дисперсій одержаних оцінок, розробити алгоритм оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу, що враховує специфіку супутникового каналу зв'язку та розробити реалізаційні процедури оцінювання на основі швидкого перетворення Фур'є для безперервного та пакетного режимів прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями.

Враховуючи сучасний стан об'єкта та предмета дослідження, автором зроблено висновок, що актуальним питанням і науковою проблемою дослідження є розробка моделей та методів підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою, що є перспективним, важливим і економічно обґрунтованим напрямом розвитку науки і техніки на сучасному етапі. Вирішення зазначених питань є суттю подальшого проведення досліджень, що визначають мету та задачі, які вирішуються в дисертаційній роботі.

У **другому розділі** розробляються моделі та методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою при кутовій демодуляції сигналу в сталих режимах.

Для дослідження схеми фазової синхронізації та розробки моделей та методів підвищення її точності в роботі було запропоновано інваріантний підхід. Який передбачає розгляд системи синхронізації, як системи автоматичного регулювання та встановлення критеріїв оцінки системи, а саме: інваріантності системи; астатизму та фазової помилки; динаміки системи.

На основі прийнятого в роботі інваріантного підходу в розділі подано *Модель синтезу розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації*. Завдання синтезу розімкненого зв'язку в комбінованій системі синхронізації вирішено при умові підвищення порядку астатизму в ході стеження за несучою частотою, фаза якої модульована детермінованим доплерівським сигналом. Запропоновано аналітичні співвідношення та на їх основі методику, яка дозволяє визначити вид і параметри розімкнутої зв'язку в комбінованій системі синхронізації при умові підвищення порядку астатизму системи до необхідного значення.

В процесі дослідження прийнято, що при когерентній демодуляції важливе значення має точне знання поточної фази несучого коливання. У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові: $\varphi_{\text{ex}}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t)$. Де $d(t)$ – доплерівський зсув на вході; $M(t)$ – корисна кутова модуляція; $\Delta\psi(t)$ – нестабільність генераторів.

Дисперсія фазової помилки прийнята в розділі в складі чотирьох компонентів: $\sigma_{\varphi}^2 = \sigma_d^2 + \sigma_{\Delta\varphi}^2 + \sigma_M^2 + \sigma_N^2$. Де σ_d^2 – дисперсія помилки по динаміці передачі сигналу; $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ – дисперсія фазового зсуву несучої частоти; σ_M^2 – дисперсія помилки по модуляції сигналу; σ_N^2 – дисперсія помилки від дії внутрішнього шуму системи.

Кожна з яких відповідно до спектральної теорії в розділі визначена через передавальну функцію системи синхронізації в частотній області - $W_{\varphi}(j\omega)$ та через енергетичний спектр сигналів на вході системи – $G_S(\omega)$.

$$\sigma_1^2 = \sigma_d^2 + \sigma_{\Delta\varphi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\varphi}(j\omega)|^2 G_S(\omega) d\omega,$$

$$\sigma_2^2 = \sigma_M^2 + \sigma_N^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\varphi}(j\omega)|^2 G_n(\omega) d\omega,$$

Лінійна модель побудови комбінованої системи синхронізації з розімкнутого зв'язком, що розглядалась в розділі, подана на Рис. 2.

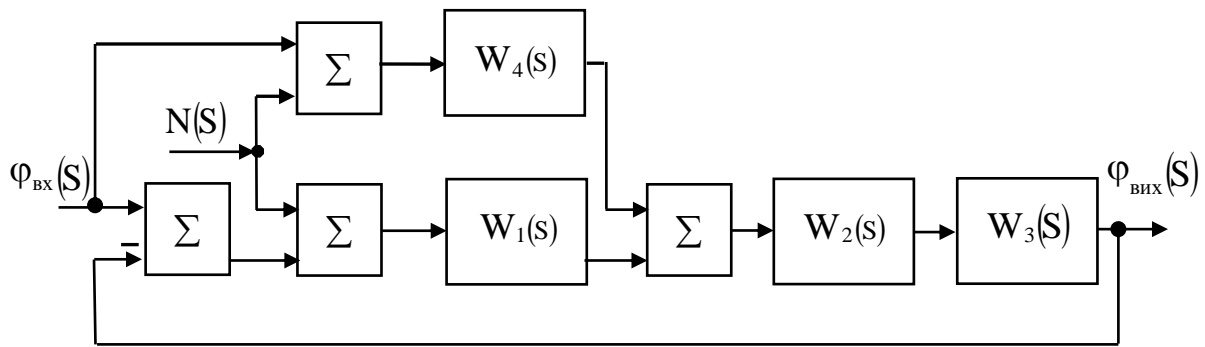


Рис. 2. Структурна схема лінійної моделі комбінованої системи синхронізації з додатковою ланкою.

Рівняння динаміки КСС по помилці у відповідності до схеми подано в вигляді:

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

Звідки виведено умову абсолютної інваріантності КСС:

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

В розділі виведено кінцеве характеристичне рівняння динаміки комбінованої систем синхронізації щодо помилки:

$$\begin{aligned} [F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)\varphi(S) = \\ = [F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)\varphi_{вх}(S) \end{aligned} \quad (1)$$

Встановлено, що знаменник передавальної функції розімкнутого каналу $F_4(S)$ входить в характеристичне рівняння (1) у вигляді співмножника:

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

де $F_3(S) = F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)$ – характеристичний поліном комбінованої системи синхронізації. Корені, що вносяться ним, можна вибрати так, щоб вони не впливали на перехідний процес початкової системи. Завдяки чому розімкнений зв'язок не впливає на стійкість системи, а за рахунок відповідного вибору поліномів $D_4(S)F_4(S)$ можна впливати як на сталу, так і на перехідну складові помилки.

В розділі визначено, що для досягнення абсолютної інваріантності в системі, передавальна функція розімкнутого каналу повинна мати наступний вигляд:

$$W_4(S) = 1/W_3(S) = F_3(S)/D_3(S) = D_4(S)/F_4(S) \quad (2)$$

Показано, що введення в розімкнутий канал системи фізично реалізованих ланок $W_4(S)$, дозволяє підвищити порядок астатизму системи і синтезувати \mathcal{E} – інваріантні системи.

З метою підвищення порядку астатизму в розділі розроблено та подано *Методику підвищення порядку астатизму*. Основу її складають вирази для розрахунку передавальної функція ланки розімкнутого зв'язку системи синхронізації, при умові підвищення порядку астатизму. Передавальну функцію фізично реалізованого розімкнутого зв'язку в розділі подано як:

$$W_4(S) = \left(\sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right) / \left(\sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S), \quad m \geq n. \quad (3)$$

Визначено, що порядок астатизму системи ν визначається ступенем оператора S , що є загальним множником чисельника передавальної функції по помилці.

Виведено передавальну функція по помилці комбінованої системи синхронізації відповідно до запропонованого в розділі характеристичного рівняння динаміки комбінованої систем синхронізації:

$$W_{\phi K}(S) = \frac{[F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)}{[F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)} = \frac{D_{\phi K 0}(S)S^{\nu_K}}{F_K(S)}. \quad (4)$$

Розроблено та подано функціональні залежності передавальних функцій розімкнутого зв'язку при різних порядках астатизму.

$$\text{Для порядку астатизму } \nu_k = 1 - W_4(S) = \left(\sum_{i=\nu_3}^n K_{4i} S^i \right) / \left(\sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S),$$

$$\text{Для порядку астатизму } \nu_k = 2 - W_4(S) = (K_{41} S) / (T_{41} S + T_{40}),$$

$$\text{Для порядку астатизму } \nu_k = 3 - W_4(S) = (K_{42} S^2 + K_{41} S) / (K_{42} S^2 + T_{41} S + T_{40})$$

Визначено, що при виконанні умови $K_{41} = T_{40} / K_3$ $D_{\phi k}(S) = T_{41} S^2$, тобто при застосуванні в якості розімкнутого зв'язку частотного дискримінатора можна підвищити порядок астатизму системи до другого порядку.

Запропоновано розімкнутий канал з функцією передачі у вигляді паралельного (послідовного) включення двох ланок з передавальної функцією виду (4).

Встановлено, що в чисельники передавальних функцій (3) входять поліноми $F_4(S)$, $D_4(S)$ додаткової розімкнутої ланки, та шляхом відповідного вибору їх параметрів можна додатково мінімізувати дисперсію фазової помилки.

За допомогою розробленої моделі синтезу встановлено наступне. Застосування в якості ланки розімкнутого зв'язку частотного дискримінатора, дозволяє підвищити порядок астатизму комбінованої системи синхронізації системи до другого порядку. Розімкнутий канал виконаний у вигляді паралельного (послідовного) включення двох ланок частотного дискримінатора з запропонованою в роботі передавальною функцією дозволяє підвищити порядок астатизму до третього та вище порядку та не впливає на стійкість системи.

Розроблена модель синтезу розімкнутого зв'язку стала основою для розробки *Методу побудови схеми комбінованої системи синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки*, який об'єднує нижчеподані часткові методики.

З метою підвищення точності оцінки несучої частоти в роботі розроблені та уточнені математичні залежності, та на їх основі запропонована *Методика мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації*.

Оцінка загальної дисперсії здійснювалась по виразах для споріднених складових дисперсій фазової помилки, кожна з яких відповідно до спектральної теорії в розділі були представлено у вигляді інтегралів Персеваля, що визначався через старший визначник Гурвіца.

Моделюючий сигнал $m(t)$ в розділі розглянуто по типам: з «максимально плоскою (батовортовською) формою спектра» та асимптотичні гаусовські процеси.

Кінцевий вираз дисперсії фазової помилки, отриманий та поданий в розділі включенням в вирази для дисперсії фазової помилки передавальних функцій комбінованої системи синхронізації, з врахуванням енергетичних спектрів вхідних шумів та співвідношень інтегралу Персеваля має вигляд:

$$\sigma_{\phi K}^2 = \sigma_1 \left[\left(K_4 + \frac{\delta_2}{2\delta_1} \right)^2 + \frac{4\delta_1\delta_3 - \delta_2^2}{4\delta_1} \right]. \quad (5)$$

По аналізу співвідношення (5) зроблено висновок, що функція $\sigma_{\phi K}^2$ має максимум в дійсній області при оптимальному значенні параметра K_4 , який в розділі пропонуване визначати виразом $K_4 = \sigma_2 / (2\sigma_2)$, $\sigma_2 < 0$ як функції від постійної затухання (δ). При цьому, мінімальне значення дисперсії фазової помилки в розділі визначено як:

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

Оптимальне значення K_{4OPT} , що мінімізує $\sigma_{\phi K}^2$, визначено в розділі в вигляді:

$$K_{4OPT} = (\alpha_{21}N_1K_3 + a_2N_2K_1^2K_3) / (\alpha_{21}N_1K_3^2 + a_2N_2K_1^2)$$

В розділі визначено, що для комбінованої системи синхронізації умовою знаходження мінімуму функції (5) в області позитивних значень параметра K_4 , необхідно, щоб виконувалась рівність $\delta_2 > 0$, для розрахунку якої в розділі подано наступні залежності:

$$\begin{aligned} \delta_2 &= C_2(\omega_c) \left[\frac{(A_0KT_1)}{(2a_0q)} - K_m^2 F_1(\omega_c) \right], \\ C_2(\omega_c) &= \frac{(2A_0K_3)}{(a_1\omega_c)} > 0; \quad \frac{(A_0KT_1)}{(2a_0q)} > 0; \\ F_1(\omega_c) &= a_0 + a_1\omega_c^{-1} + a_2\omega_c^{-2} > 0; \\ F_1\left(\frac{P_c}{P_{III}}\right) &= \frac{(\omega_c N_0)}{(2A_0^2)} = q^{-1}. \end{aligned} \tag{6}$$

Аналіз поданих співвідношень показує, що при $T_1=0$, (тобто при замкнутому контурі в якості фільтра використовується аперіодична ланка), умова (6) виконується при любых значеннях параметрів системи та сигналів, тому КСС дає перевагу по порівнянню з ЗСС. При $T \neq 0$ необхідно, щоб виконувалась нерівність:

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

Встановлено, що додаткове зменшення дисперсії фазової помилки в комбінованій системі синхронізації можливе за рахунок відповідного вибору параметра знаменника передавальної функції розімкнутого зв'язку.

В розділі проведена оцінка впливу параметрів ланки розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації на мінімізацію дисперсії фазової помилки від рівня сигналу аддитивного гаусівського шуму

$$\text{Графіки залежності } \eta = \frac{\sigma_{\phi K}^2}{\sigma_{\phi 3}^2} = f(K_4, T_4) \text{ отримані методом математичного моделювання}$$

подані на рис.3.

Встановлено, що збільшенням значення параметра постійної часу ланки розімкнутого зв'язку T_4 можна забезпечити зменшення дисперсії фазової помилки від 20 до 80%.

Зміна значення параметру T_4 еквівалентна зміні внесеного розімкнутим зв'язком кореня. Тому збільшення T_4 , та пов'язана з ним мінімізація дисперсії фазової помилки обмежені найменшим значенням кореня характеристичного рівняння замкнутої системи K_4 . Як слідує з поданих на рис. 3 залежностей, збільшення параметра T_4 зменшує величину $\sigma_{\phi K}^2$ та викликає за собою зміну оптимального значення параметра K_4 .

Встановлено, що при збільшенні параметра фазового зсуву n в виразах для

енергетичного спектру обох, прийнятих в розділі, типів вхідних сигналів, вирази для дисперсії фазової помилки ускладнюються та їх безпосередній аналіз стає складним.

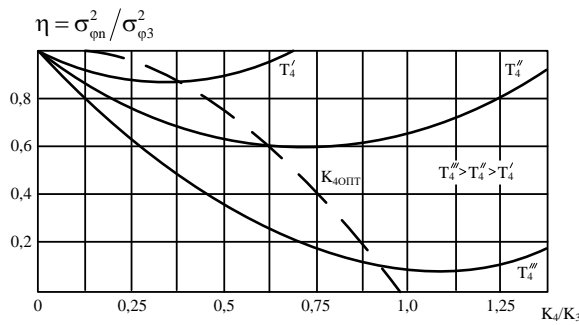


Рис. 3. Залежність дисперсії фазової помилки КСС від параметрів розімкнутого каналу

$$\eta = \frac{\delta_{\phi K}^2}{\delta_{\phi 3}^2} = f(K_4, T_4),$$

В розділі запропоновано кінцевий вираз для дисперсії фазової помилки для цього випадку:

$$\delta_{\phi K}^2 = N_1 F_1 [\beta_{22}(K_4)] + N_2 F_2 [\beta_{10}(K_4)],$$

Встановлено, що ефект зменшення дисперсії фазової помилки за рахунок введення розімкнутого зв'язку по заданому впливу залежить від рівня шумів в каналі (функція $N_2 = f_2(N_0)$), від індексу модуляції фази вхідного сигналу K_m , та енергетичного спектру модулюючого сигналу (функція $N_1 = f_1(K_m)$) від потужності сигналу.

В розділі визначені: оптимальне значення параметру K_4 , що мінімізує функцію (5)

$$K_{4опт} = \frac{(\alpha_{21} N_1 K_3 + a_2 N_2 K_1^2 K_3)}{(\alpha_{21} N_1 K_3^2 + a_2 N_2 K_1^2)}.$$

Та мінімальне значення дисперсії фазової помилки для комбінованої системи синхронізації:

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

$$\text{де } \sigma_{\phi 3}^2 = N_2 (a_0 \beta_{11} - a_0 \beta_{11}) - N_{12} (\alpha_{21} - \alpha_{23} \beta_{21}), \Delta \sigma_{\phi K \min}^2 = \frac{(a_{21} N_1 K_3 - a_2 N_2 K_1^2 K_3)}{2} > 0$$

Результати аналізу комбінованої системи синхронізації за допомогою математичного моделювання відображені на рис. 4 та рис.5.

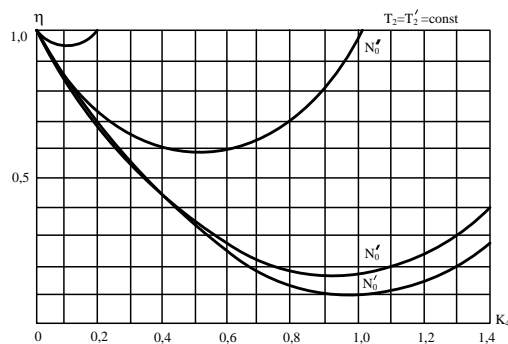


Рис. 4. Залежності $\eta = f_1(K_4, N_0, T_2 = T_4 = \text{const})$

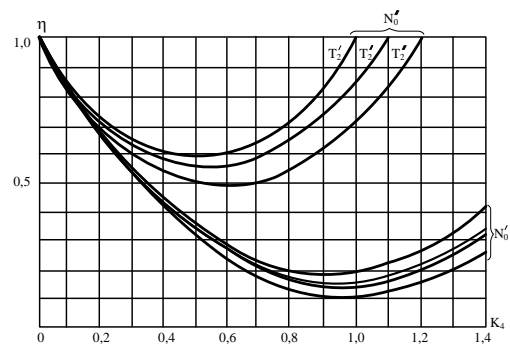


Рис. 5. Залежності $\eta = f_2(K_4, T_2, N_0 = \text{const})$

Аналіз залежностей Рис.4 показує, що дисперсія фазової помилки має значну залежність від рівня шумів в каналі прийому вхідного сигналу. На основі аналізу залежностей на рис. 5 показано, що при заданих рівнях шумів в вхідному каналі зменшення до 20% їх впливу на значення дисперсії фазової помилки можна досягти варіюванням значення параметру постійної часу ланки розімкнутого зв'язку.

Подальше зменшення впливу шумів в вхідному каналі обмежується ростом співвідношень кореня характеристичного рівняння ланки розімкнутого зв'язку, та при певних його значення розімкнутий зв'язок стає неефективним.

З метою подальшого підвищення ефективності функціонування комбінованої системи синхронізації шляхом синтезу складного розімкнутого зв'язку в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки при умови підтримання високого рівня динаміки роботи системи в розділі розроблені та подані відповідні математичні залежності.

Вказані залежності є основою *Методу синтезу складного розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації*

В розділі прийнято, що складний розімкнутий зв'язок в комбінованій системі синхронізації реалізований в вигляді двох ланок частотних дискримінаторів, включених в систему паралельної замкнутому каналу. Кожна з таких ланок має передавальну функцію виду (2). А подані в розділі передавальні функції комбінованої системи синхронізації по помилці і за збуренням при вище поданому варіанті складного розімкнутого зв'язку містять узагальнені параметри складної ланки розімкнутого зв'язку як функції часткових параметрів складових цієї ланки.

Для визначення параметру K_4 додаткової складної ланки розімкнутого зв'язку при якому дисперсія фазової помилки в комбінованій системі синхронізації не перевищує мінімального значення $\Delta\sigma_{\phi OPT}^2$ оптимальної системи в розділі, при умові $\Delta\sigma_{\phi K}^2 = \Delta\sigma_{\phi OPT}^2$ запропоновано рівняння $\delta_1 K_4^2 + \delta_2 K_4 + \delta_3 - \sigma_{OPT}^2 = 0$.

Для визначення параметру K_4 додаткової складної ланки розімкнутого зв'язку при якому дисперсія фазової помилки в комбінованій системі синхронізації не перевищує мінімального значення $\Delta\sigma_{\phi OPT}^2$ оптимальної системи в розділі, при умові $\Delta\sigma_{\phi K}^2 = \Delta\sigma_{\phi OPT}^2$ запропоновано рівняння $\delta_1 K_4^2 + \delta_2 K_4 + \delta_3 - \sigma_{OPT}^2 = 0$.

Значення параметра K_4 , яке можна отримати з цього рівняння, повинно бути позитивним дійсним числом. Для цього в розділі обґрунтовано виконання умов, які визначені як (7):

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 K T_1 < m \geq (2q\omega_c^2 T_2 K_m^2) / (a_0\omega_c^2 + a_1\omega_c + a_2) \\ m \geq 0,5 \\ A_0 K < 5,65B \end{array} \right\} \quad (7)$$

$$\text{Де } b = \sqrt{2b_1} / 2 = (\sqrt{2q\omega_c K_m}) / 2$$

Тобто, в розділі визначено, що для отримання фізично реалізуемого розімкнутого зв'язку, який забезпечить оптимальне значення дисперсії фазової помилки в системі, параметри замкнутого контуру повинні задовольняти умовам (7).

Для знаходження параметрів замкнутого контуру комбінованої системи синхронізації з умови забезпечення швидко згасаючого перехідного процесу в розділі запропоновано систему нерівностей (8).

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 K T_1 \gg 2B T_2 - 1 \\ A_0 K T_1 > (2 - m + 2\sqrt{1 - m}) / m \\ A_0 K T_1 < (2 - m + 2\sqrt{1 - m}) / m \end{array} \right. \quad (8)$$

Спільні рішення (8) дозволяють знаходити параметри замкнутого контуру з умови забезпечення потрібної якості перехідного процесу. А спільний розгляд умов (7) та (8) накладає на параметри замкнутого контуру обмеження, пов'язані з вимогами щодо фізичної реалізує мості розімкнутої ланки.

Введені в розділі комплексні параметри ланки складного розімкнутого зв'язку, позначенні як: $\rho_1 = 2bT_2 - 1$, $\rho_2 = (2 - m + 2\sqrt{1 - m}) / m$ та $\rho_3 = \frac{-\omega_c T_2 (1 + T_2) + 4\epsilon T_2 \sqrt{1/m + \omega_c T_2}}{2 + m\omega_c T_2} m$ дозволили

подати вирази для визначити величини $A_0 K T_1$, що задовольняє умовам (7) та (8).

Вказані вирази в розділі подані наступним чином:

$$\rho_1 \ll \rho_2 \leq A_0 K T_1 < \rho_3, \quad (9)$$

або

$$\rho_1 \ll A_0 K T_1 \leq \rho_2 < \rho_3 \quad (10)$$

Для отримання даних, необхідних для аналізу можливостей щодо впливу параметрів складного розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації на дисперсію фазової помилки в розділі подані результати математичного моделювання, які показано на залежностях $\rho_1 = f(m, T_2)$, Рис.6. Вказані залежності були отримані при наступних значеннях параметрів сигналу і аддитивної перешкоди: $q = 50$, $K_m = 5$; $\omega_c = 10^4$; $b = (\sqrt{2q\omega_c K_m} / 2) = 2,25 * 10^5$. Область допустимих значень параметрів системи, що відповідає умовам (7) та (8), на Рис.7 заштриховані.

Проведений в розділі аналіз залежностей, поданих на рис.6 показав, що $m < 0,5$ умова (9) не виконується (верхній заштрихований сектор перероджується в 0). При $m > 0,5$ в верхньому секторі не виконується друга вимога системи рівнянь (7). Тому для прийнятих значень допустимим є нижній заштрихований сектор параметрів (10) (в цьому секторі $m \in [0; 1]$). З другої умови нерівності (7) знайдено $A_0 K \leq 5,65$.

Для $m = 0,5$ отримано $A_0 K = 3,17 * 10^5$. Оскільки $\rho_2 (m = 0,5) = 0,18$ то в відповідності з (10) прийнято $A_0 K T_1 = 0,17$.

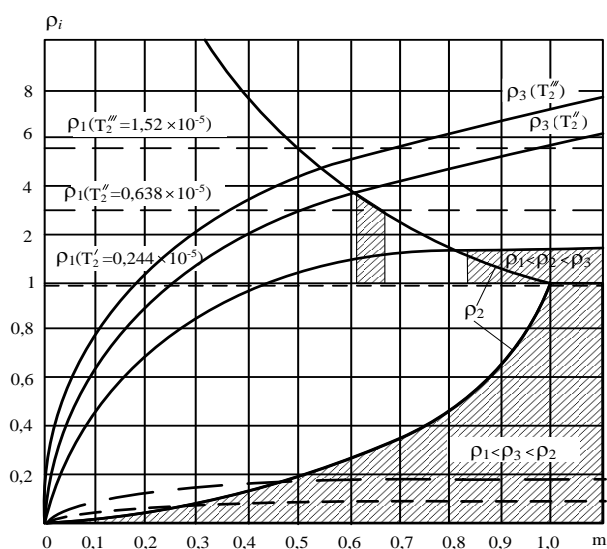


Рис.6 Залежності $\rho_1 = f(m, T_2)$

Тоді $T_1 = 5,36 * 10^{-7}$, $T_2 = 1,01 * 10^{-6}$. При таких значеннях параметрів системи, корні характеристичного рівняння комбінованої системи синхронізації будуть $S_1 = -5.5 * 10^5$; $S_2 = -6.2 * 10^5$. Тобто її швидкодія до 2.5 разів більше, чим в оптимальній замкнутій системі синхронізації, корні характеристичного рівняння якої дорівнюють $S_{1,2} = -2,25 * 10^5 (1 \pm j)$. Для параметра K_4 розімкнутого зв'язку при цьому отримано $K_4 = 0,69$.

В розділі подано результати визначення оптимальних значень параметрів замкнутого контуру з умови максимальної швидкодії при оптимальній дисперсії фазової помилки. Показано, що при зменшенні параметра T_2 збільшується абсолютне значення корнів характеристичного рівняння та пов'язана з ними швидкодія системи. Мінімальне значення вказаних коренів обмежено умовою (7), тобто умовою фізичної реалізації розімкнутого зв'язку.

Для визначення граничного виразу T_2 подано нерівність:

$$\begin{aligned} 2q\omega_c^2 K_m^2 - mA_0 K T_2 \omega_c^2 \\ = (mA_0 K)^2 T_2 + mA_0 K (\omega_c + A_0 K) \end{aligned}$$

Інші параметри розімкнутого контуру були знайдені з умови задоволення нерівності (10) - $A_0 K T_1 \leq \rho_3$, або в граничному випадку $A_0 K T_1 = \rho_3$.

Значення ρ_3 було замінено виразом $\rho_3 \approx (-m\omega_c T_2 + 4b\sqrt{mT_2}) / 2$. З метою визначення T_2

вираз (11) подано як $2(m A_0 K) = 4b\sqrt{m - m_{\omega c}}$. З нього знайдено m (чи $A_0 K$) і включенням його в попереднє рівняння отримано залежність $T_2 = f(A_0 K)$ (чи $T_2 = f(m)$).

Вирішенням рівняння $dT_2/dm = 0$ з урахуванням області існування m (чи $A_0 K$) (7) в розділі знайдено оптимальне значення параметрів фільтра. Для прийнятих вище значень вони будуть: $T_2 = 0,11 \times 10^{-6}$, $m = 0,25$; $A_0 K = 1,27 \times 10^6$. Корені характеристичного рівняння КСС при цьому будуть $S_1 = -7,95 \times 10^6$.

На основі отриманих результатів розрахунку в розділі було зроблено висновок, що швидкодія системи синхронізації з синтезованим складним розімкнутим зв'язком в оптимальному мінімумі дисперсії фазової помилки для комбінованої системи синхронізації, мінімізованої по перехідній помилці може досягати значень до 2,5 разів вище, чим для замкнутої системи синхронізації.

Такий шлях покращання динаміки дозволяє шляхом оптимізації параметрів замкнутого контуру і відповідним підбором параметрів розімкнутого каналу забезпечити апіреодично швидко затухаючий перехідний процес в системі. Однак він може бути обмежений лиш умовою фізичної реалізації ланок системи.

Проведено уточнення процесу синтезу розімкнутого зв'язку в комбінованій системі синхронізації та запропоновані аналітичні залежності, що дозволяють уточнити методику синтезу розімкненого зв'язку для комбінованої системи синхронізації при умові мінімізації фазової помилки з врахуванням фазової нестабільності опорних генераторів (ПГ) на фоні впливу адитивного гаусівського шуму та доплерівського зміщення частоти.

З цією метою в роботі розроблено та подано окрему *Методика мінімізації впливу фазової нестабільності опорних генераторів комбінованої системи синхронізації на дисперсію фазової помилки*.

Визначено, що фазова нестабільність опорних генераторів викликає фазову помилку з визначеною дисперсією $\sigma_{\phi 3}^2$. Дисперсії фазової помилки ПГ є складовою загальної дисперсії фазової помилки КСС ($\sigma_{\phi 3}^2$) та обернено пропорційна двосторонньої шумової смуги пропорційно-інтегруючого фільтра – $W_{L3\Pi\Phi}$, де $W_{L3\Pi\Phi} = (r+1)/[2T_1(1+rT_1)]$, $r = (A_0 K T_1^2)/T_2$.

Визначено, що включення в лінійну модель ідеального фільтра замість пропорційно-інтегруючого фільтра дозволить розширити шумову смугу W_{LK} системи. Що обумовлено співвідношеннями, $W_{L3I\Phi} \approx (r+1)/(2T_1)$ і $W_{L3I\Phi}/W_{L3\Pi\Phi} = 1+T_1/(rT_2) \geq 1$.

Уточнення параметрів моделі синтезу розімкнутого зв'язку КСС з врахуванням фазової нестабільності ПГ в розділі проводилось при умові, що шумова смуга рівна шумові смузі ідеального фільтра - $W_{LK} = W_{L3I\Phi}$, а можлива різниця між ними визначена як $\Delta W_L = W_{L3I\Phi} - W_{L3\Pi\Phi} = \beta(r+1)/[2T_1(1+\beta)]$. Це дозволило оптимізувати КСС по мінімуму дисперсії фазової помилки без погіршення точності оцінки частоти.

Необхідний приріст шумової смуги (ΔW_L), з урахуванням виразів $W_{L3I\Phi}$ для ідеального фільтра і $W_{L3\Pi\Phi}$ для пропорційно-інтегруючого фільтра в розділі подано у вигляді

$$\Delta W_L = \frac{1}{2(mA_0KT_2+1)}(K_3K_4)^2 + \frac{A_0K}{(mA_0K+1/T_2)}(K_3K_4). \quad (11)$$

Аналіз (11) показує, що при будь-якому скільки завгодно малому значенні параметра T_2 , при збільшенні параметра K_4 розімкненого зв'язку, можна отримати будь-який необхідний приріст шумової смуги ΔW_L . Отже, збільшення абсолютного значення коренів характеристичного рівняння при збереженні оптимального значення дисперсії фазової помилки, обмежене лише фізично досяжним значенням параметра T_2 фільтра.

Проведена в розділі порівняльна оцінка смуги пропускання для замкнутого каналу системи синхронізації з ідеальним фільтром та з пропорційно інтегруючим фільтром показала, що по

запропонованому методі розрахунку можна отримати до 90 % відсотків співпадіння їх смуг ($(W_{LK}/W_{L3I\phi})=1$). При цьому зберігається можливість до виконання умови $D_{\phi=0}(S)=0$, тобто до підвищення динамік системи та точності оцінки несучої частоти.

Таким чином, в розділі обґрунтовано, що мінімізувати вплив фазової нестабільності генераторів в комбінованій системі синхронізації можна шляхом збільшення шумової смуги пропускання вхідного сигнал до значень смуги ідеального фільтру для чого застосувати в замкнутому контурі пропорційно-інтегруючий фільтр та здійснивши відповідний підбір параметрів передавальної функції ланки розімкненого каналу.

В розділі враховано, що при прийомі вхідного сигналу в комбінованих систем синхронізації в замкнутий контур вводиться форсуючий сигнал $N(S)$, який чинить вплив на управляючий елемент генератора, що підстроюється. Система синхронізації, використовується для стеження за доплерівським сигналом $d(t)$ заданим функцією поліноміального типу, а форсуючий сигнал $N(S)$ пропорційний похідним вхідного сигналу і включає декілька похідних від вхідного сигналу. Генератор, що підстроюється загалом є нелінійною ланкою з нелінійністю типу насичення. Діапазон змін його вихідної частоти обмежений характеристиками управляючого елемента. Зміни другої похідної вихідної фази обмежені інерційністю генератора, що підстроюється і інерційністю фільтра, якщо форсуючий сигнал подається на вхід ФНЧ. Тому ефект введення форсуючого сигналу зменшується через наявність вищеподаних обмежень і при синтезу КСС їх необхідно враховувати.

Для врахування вказаних обмежень в розділі розроблено та подано *Метод оцінки обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на процес мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації.*

Встановлено, що при формуванні вхідного впливу на систему детермінованим сигналом виду $d(t)$ заданим функцією поліноміального типу та, якщо вхідний сигнал випадковий, необхідно врахувати обмеження на N похідних від фази вхідного сигналу, що накладаються на дисперсії похідних вихідної фази сигналу.

Функціональну залежність, що пов'язує дисперсію фазової помилки з дисперсією першої і другої похідної вихідної координати з врахуванням обмежень в КСС подано в вигляді:

$$F = I_{\phi} + \rho_1 I_{\dot{\phi}_{out}} + \rho_2 I_{\ddot{\phi}_{out}}, \quad (12)$$

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

Прикінцевий функціонал дисперсії фазової помилки (12) для системи синхронізації з комбінованим регулюванням в розділі подано в вигляді:

$$F_K = A_1 K_4^2 + A_2 K_4 + A_3 + \rho_1 (\epsilon_1 K_4^2 + \epsilon_2 K_4 + D_3) + \rho_2 (\epsilon_1 K_4^2 + \epsilon_2 K_4 + D_3) \quad (13)$$

Аналогічний функціонал для системи синхронізації закритого типу, отриманий із нерівності (13) при підстановці в останнє значення $K_4=0$ подано у вигляді.

$$F_3 = A_3 + \rho_1 \epsilon_3 + \rho_2 D_3 \quad (14)$$

Оптимальне значення параметра додаткового зв'язку K_{4OPT} , що може мінімізувати функціонал (13), при умові прирівняння похідної від F_K до «0» подано в вигляді:

$$K_{4OPT} = -\frac{A_2 + \rho_1 b_2 + \rho_2 D_2}{2(A_1 + \rho_1 b_2 + \rho_2 D_1)} \quad (15)$$

Для визначення множників Лагранжа ρ_1, ρ_2 в розділі запропоновано наступну систему рівнянь:

$$\epsilon_1 \left[\frac{A_2 + \rho_1 \epsilon_2 + \rho_2 D_2}{2(A_1 + \rho_1 \epsilon_1 + \rho_2 D_1)} \right]^2 - \epsilon_2 \frac{A_2 + \rho_1 \epsilon_2 + \rho_2 D_2}{2(A_1 + \rho_1 \epsilon_1 + \rho_2 D_1)} + \epsilon_3 = Q_1,$$

Оцінка обмежень, що формуються вхідним сигналом на мінімізацію дисперсії фазової помилки в розділі проведена підставі виразів (13), (14), (15) методом математичного

модельювання. Результати якого в виді залежностей $F_K/F_3 = f_1(F_4)$, $K_{4OPT} = f_2(\rho)$ подані на Рис. 7 і Рис. 8.

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

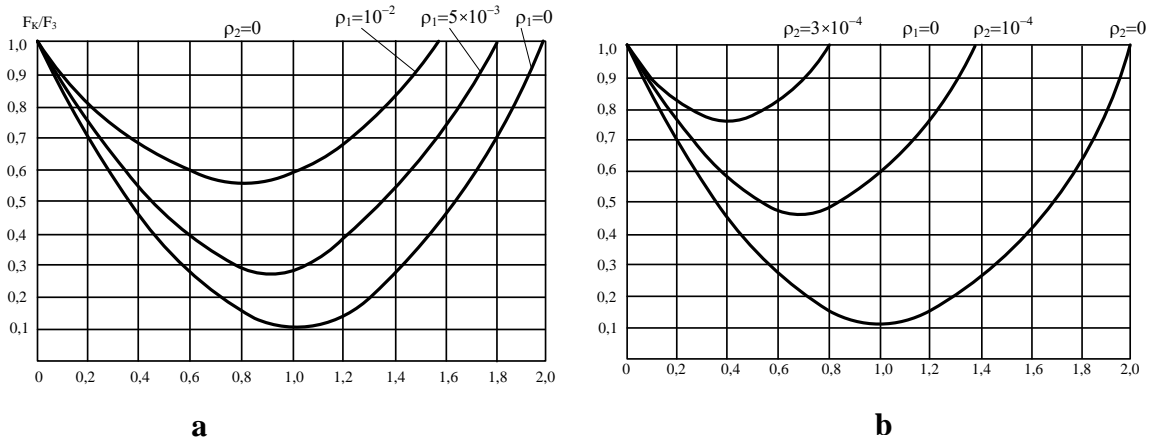


Рис.7. Графіки залежності $F_K/F_3 = f_1(K_D)$
a – $\rho_2=0$, **b** – $\rho_2=3 \times 10^{-3}$,

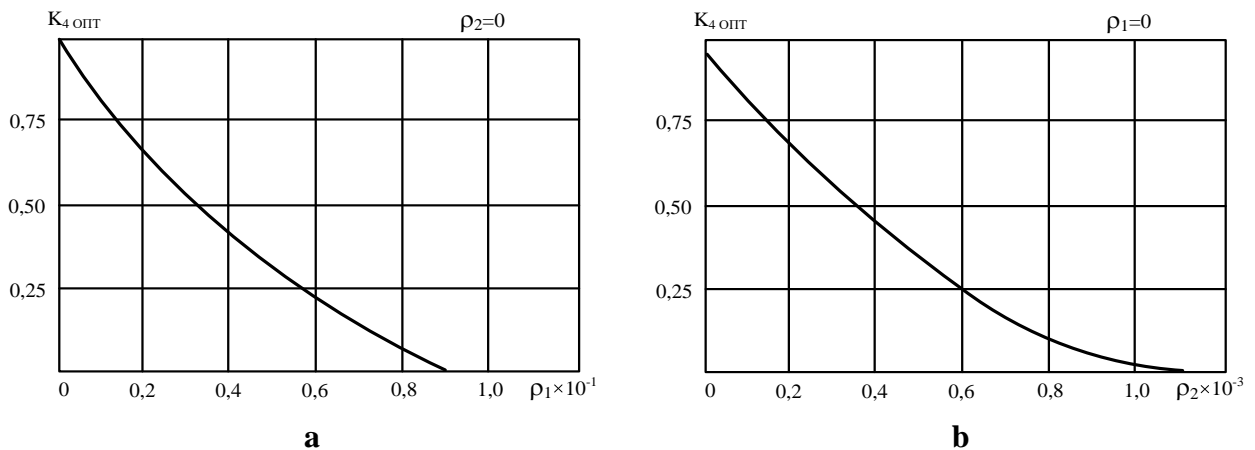


Рис.8 Графік залежності: **a** – $K_{4OPT} = f_1(\rho_1)$, **b** – $K_{4OPT} = f_2(\rho_2)$,

Аналіз приведених на Рис. 7 залежностей показав, що для комбінованої системи синхронізації методом варіювання параметром ланки розімкнутого зв'язку можна досягти до 90% зменшення впливу обмежень по координатах вхідного сигналу на дисперсію фазової помилки в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу. Ефект від введення додаткової ланки залежить від рівня обмежень. При цьому, при збільшенні обмеження, відношення відповідних функціоналів дисперсії фазової помилки для комбінованої системи та системи синхронізації замкнутого типу наближаються до одиниці.

З залежностей Рис.8 можна помітити, що при збільшенні обмежень, що накладаються на вихідну координату, параметр чисельника додаткової ланки розімкнутої ланки зменшується і при деяких порогових значеннях перетворюється в «0». Тобто, введення додаткової ланки не дає необхідного ефекту і стає недоцільним. Так, для розглянутої системи граничне значення множників Лагранжа, що характеризують обмеження, що

накладаються на дисперсію першої і другої похідних вихідної координати, відповідно будуть $\rho_1=0,74 \times 10^{-1}$; $\rho_2=0,87 \times 10^{-3}$.

Виходячи з цього, підбором параметрів обмежень по координатам вхідного сигналу можна досягти до 90% підвищення ефективності ланки розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки.

В розділі враховано, що розглянута системи фазової синхронізації є автоматизованою системою високого порядку, на підвищення точності роботи якої чинять вплив відхилення параметрів схеми її побудови.

Для врахування вказаного впливу в розділі розроблено та подано *Метод оцінки впливу відхилень параметрів каналів обробки вхідного сигналу на фазову помилку комбінованої системи синхронізації*.

Вираз для визначення фазової помилки, для обраної схеми комбінованої системи синхронізації (Рис.10) отриманий перетворенням рівняння динаміки системи $\varphi(S) = \varphi_{ex}(S) - \varphi_{вх}(S)$ з врахуванням, що

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

в розділі подано в вигляді:

$$\varphi(S) = W_{\varphi 1}(S)\varphi_{ex}(S) - W_{\varphi 2}\varphi_{ex}(S) \quad (16)$$

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

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

Встановлено, що вхідний вплив $\varphi_{ex}(t)$ впливає на величину фазової помилки $\varphi(t)$ по двом каналам – 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 зміна параметрів цих каналів приведе до зміни фазової помилки системи.

Для визначення чутливості фазової помилки до параметрів системи, структура системи в розділі подана в вигляді Рис.9

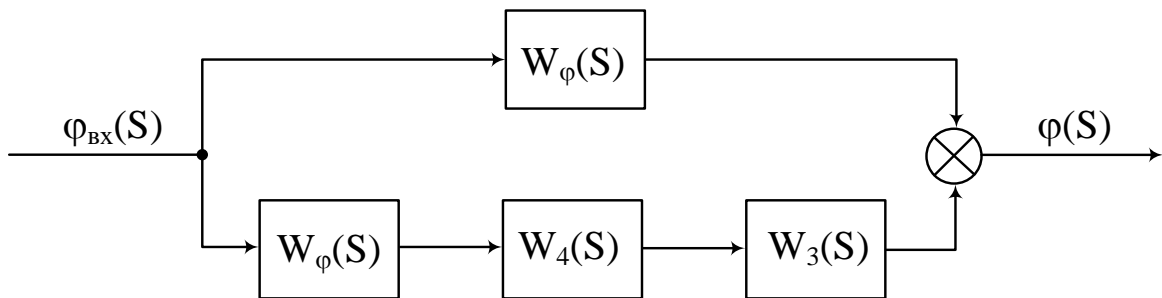


Рис.9 Структурна схема КСС для визначення чутливості фазової помилки до параметрів системи

Фазову помилку системи подано в вигляді суми двох складових, що отримані на виході кожного каналу (згідно (16)) $\varphi(S) = \varphi_1(S) + \varphi_2(S)$. Використавши розкладання передавальної функції по помилці в ряд Тейлора навкруги координати «0» складові помилок (16) визначено в вигляді:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \left(D'_0 + D'_1 p + \dots + D'_m p^m \right) \varphi_{ex}(t), \\ \varphi_2(t) &= \left(D''_0 + D''_1 p + \dots + D''_m p^m \right) \varphi_{ex}(t), \end{aligned} \quad (17)$$

де D'_i, D''_i – коефіцієнти складових помилки, що отримані в результаті розкладання операторів $W_{\varphi 1}(S)$ і $W_{\varphi 2}(S)$ відповідно в ряд Тейлора навкруги координати $S=0$.

Вказані а (17) коефіцієнти в розділі подано в вигляді матриці функціональних залежностей виду $D'_{0,1} = f'_{0,1}(\xi'_1, \xi'_2, \dots, \xi'_e)$ та . Де ξ'_i - відхилення параметрів складового елемента першого каналу $W_{\phi_1}(s)$ (всього e - параметрів), а ξ''_i - відхилення параметрів елементів другого каналу з передавальною функцією $W_{\phi_2}(s)$ (всього n - параметрів)

Таким чином, в розділі визначено, що складові помилки є функціями управління, а їх коефіцієнти є функцією відхилення параметрів елементів системи від їх номінального значення.

Вираз для фазової помилки з врахуванням відхилень параметрів розімкнутого та замкнутого каналів в розділі подано в вигляді:

$$\varphi^*(t) = \varphi_{10}(t) + \varphi_{20}(t) + \sum_{s=1}^e Z_{\xi'_s} + \sum_{j=1}^n Z_{\xi''_j} \Delta \xi''_j, \quad (18)$$

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

$Z_{\xi'_s}$, $Z_{\xi''_j}$ функції чутливості системи

Вираз (18) дозволяє оцінити ступінь впливу відхилення любого параметру на величину помилки.

З метою оцінки впливу відхилення параметрів складових елементів замкнутого та розімкнутого каналів на сталу фазову помилку при лінійній зміні вхідної фази сигналу, що

визначений як $\varphi_{\text{ex}}(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} (\Omega_r t^{r+1}) / (r+1)$, прийнявши що $\varphi_0 = 0$, $r = 0$, тоді $\varphi_{\text{ex}}(t) = \Omega_0 t$ в розділі

виведений та поданий вираз для фазової помилки:

$$\varphi^*(t) = \varphi_{10}(t) + \Omega_0 K_1^{-1} [K_1^{-1} (K_4 - K_3^{-1}) \Delta K_1 + K_3^{-2} \Delta K_3 + \Delta K_4] \quad (19)$$

При виводі (19) були враховані передавальні функції складових ланок двох каналів системи синхронізації.

Визначались коефіцієнти помилки складових ланок по, які мали значення:

$$D'_0 = \epsilon_1 / a_2 = 0; D'_1 = \epsilon_1 / a_2 = 1 / (K_1 K_3); D''_0 = \beta_2 / \alpha_3 = 0; D''_1 = \beta_1 / \alpha_3 = (\epsilon_1 K_3 K_4) / a_2 = K_4 / K_1.$$

Похідні від вхідного впливу приймалися як $\varphi'_{\text{вх}}(t) = \Omega_0$; $\varphi''_{\text{вх}}(t) = \varphi'''_{\text{вх}}(t) = \dots = 0$

В розділі визначені функція чутливості системи. Які, після диференціювання по параметрам K_1 і K_3 в розділі для різних каналів відповідно подані в вигляді $Z'_{D'_1} = \left. \frac{\partial \varphi_1(t)}{\partial \Delta D'_1} \right|_{\Delta D'_1=0}$ та $Z''_{D''_1} = \left. \frac{\partial \varphi_2(t)}{\partial \Delta D''_1} \right|_{\Delta D''_1=0}$.

В процесі виводу та аналізу виразу (19) визначено, що, якщо коефіцієнт K_4 вибрати з умови підвищення порядку астатизму ($K_4 = K_3^{-1}$), відхилення параметра K_1 замкнутого контуру не буде впливати на помилку, а помилка системи в сталому режимі при номінальних значеннях складових помилок дорівнює «0» ($\varphi_{10}(t) = 0$). Тобто, через підвищення порядку астатизму запропонована методика дозволяє мінімізувати від 90 та більше відсотків впливу вказаних відхилень на дисперсію фазової помилки системи синхронізації.

Аналіз отриманих співвідношень (18,19) також показав що додаткова помилка, що породжується відхиленням параметрів складових ланок від їх номінальних значень, прямо пропорційна величинам відхилень і стрибкам вхідної частоти.

У третьому розділі розроблено методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою при кутовій демодуляції сигналу в перехідних режимах.

Розроблено та подано залежності та на їх основі математичну модель, що дозволяє провести синтез розімкнутого зв'язку системи синхронізації телекомунікаційної мережі при умові зменшення перехідної складової фазової помилки.

Вказана модель подана як основа *Методу підвищення точності роботи системи фазової синхронізації в перехідних режимах*.

Синтез розімкненого зв'язку комбінованої системи фазової синхронізації в розділі проведено при умові придушення повільно загасаючих компонентів, стосовно лінійних систем автоматичного регулювання.

Вираз для відображення фазової помилки подано в вигляді :

$$F(S)\varphi(S) = D\varphi(S)\varphi_{ex}(S). \quad (20)$$

Повне рішення (20) в розділі визначено як сума вимушеної $\varphi_e(t)$ і перехідної $\varphi_n(t)$ складових : $\varphi(t) = \varphi_n(t) + \varphi_e(t)$.

Перехідну складову помилки в розділі подано в вигляді суми експонент:

$$\varphi_n(t) = \sum_{i=1}^m A_i e^{S_i t}, \quad (21)$$

де S_i – i -тий корінь характеристичного рівняння, A_i – початкове значення i -тої компоненти перехідної помилки.

В розділі на основі аналізу (21) встановлено, що величина перехідної помилки залежить як від коренів характеристичного рівняння, що визначають інтенсивність спадання експонент, так і від початкових значень експонент, що характеризують їх максимальну амплітуду.

Початкове значення k -тої компоненти перехідної складової помилки) при простих коренях рівняння $F(S)=0$ $F(S)=0$ в розділі подано в загальному вигляді:

$$A_k = \operatorname{Res}_{S=S_k} \varphi(S) = \frac{\epsilon_m \beta_h \prod_{i=1}^m (S_k - S_i) \prod_{i=1}^h (S - q'_i)}{a_m \alpha_\mu \prod_{i=1, i \neq n}^h (S_k - q_i) \prod_{i=1}^{\mu} (S_k - q_i)} = \frac{D_\varphi(S_k) M(S_k)}{F'(S_k) R(S_k)},$$

де $F'(S_k) = dF(S)/dS$, $S = S_k$.

Встановлено, що зробити рівними нулю початкові значення k -тої компоненти можливо лише при виконанні рівності $S_k = S'_k$.

З метою оцінки можливостей комбінованої системи синхронізації щодо зменшення перехідної складової фазової помилки в розділі розроблено вираз для передавальної функції по перехідній помилці комбінованої системи синхронізації

$$W_{\varphi K}(S) = \frac{\epsilon'_n S^n + \epsilon'_{n-1} S^{n-1} + \dots + \epsilon'_v S^v}{a'_n S^n + a'_{n-1} S^{n-1} + \dots + a'_0} = \frac{D_{\varphi K}(S)}{F_K(S, N)},$$

де $n = r + k + m$,

$$F_K(S, N) = [F_2(S)F_3(S) + D_2(S)K_1^N(\varphi)D_2(S)]F_4(S) = F_3(S, N)F_4(S),$$

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

Визначено та подано функціональні залежності для систем коефіцієнтів поліному передавальної функції по помилці ϵ'_n та ϵ'_v . Показано, що вказані коефіцієнти поліному залежать від коефіцієнтів ланки розімкнутого зв'язку K_{4i} . Встановлено, що змінюючи K_{4i} , можна звести до нуля потрібні початкові значення перехідної компоненти помилки A_i через те, що коефіцієнти K_{4i} вводяться в коефіцієнти в ϵ'_i в відповідності з негативним знаком. Таким чином, щоб зменшити до нуля початкове значення однієї компоненти перехідної складової помилки, необхідно ввести похідну від заданого впливу.

В розділі обґрунтовано вид розімкнутого зв'язку та визначення його параметри для комбінованої системи, що синтезований при умові збільшення швидкодії. Дослідження проведено відносно ланки розімкнутого зв'язку в вигляді фазового дискримінатора, при його трикутній характеристиці і пропорційно-інтегруючому фільтрі в замкнутому контурі системи синхронізації (при $T=0$).

Фазову помилку фазового дискримінатора в розділі подано в вигляді системи рівнянь, що враховують дві ділянки руху по його нормованій статичній характеристиці:

$$\begin{aligned}\varphi_1(s) &= W_{\varphi 1}(s) \varphi_{ex}(s), \quad \text{для } (2k-1)\pi \leq \varphi \leq 2k\pi \\ \varphi_2(s) &= W_{\varphi 2}(s) \varphi_{ex}(s), \quad \text{для } 2k\pi \leq \varphi \leq (2k+1)\pi\end{aligned}$$

Закони зміни фазової помилки для різних ділянок руху по нормованій статичній характеристиці фазового дискримінатора комбінованої системи синхронізації в розділі визначено в сумі трьох складових компонентів:

$$\begin{aligned}\varphi_{1K}(t) &= B_{11}e^{S_{11}t} + B_{12}e^{S_{12}t} + B_{13}e^{S_{13}t}, \\ \varphi_{2K}(t) &= B_{21}e^{S_{21}t} + B_{22}e^{S_{22}t} + B_{23}e^{S_{23}t},\end{aligned}\tag{22}$$

Де корені $S_{13} = -1/T_4$, $S_{13} = -1/T_4$, $S_{23} = -1/T_4$, $S_{23} = -1/T_4$, що вносяться додатковим розімкненим зв'язком. Визначено, що величини кореня характеристичного рівняння ланки розімкнутого зв'язку, повинні бути більше найбільшого кореня вихідної системи. А для зменшення часу руху системи на інтервалі стійкого руху необхідно подавити повільно затухаючу компоненту, тобто повинна виконатись умова: $B_{11} = 0$.

В розділі визначено, що для виконання поданої умов значення параметру K_{41} синтезованої ланки розімкнутого зв'язку повинно мати значення - $K_{41} = \epsilon_{10} S_{11}^2 / K_3$.

Значення параметру T_{41} знаходиться з умови $|S_{13}| \gg |S_{12}|$, при $S_{13} = 10S_{12}$, $T_{41} = 1/(10S_{12})$

Час перехідного процесу для комбінованої та замкнутої системи синхронізації при різних ділянках нормованої статичної характеристики фазового демодулятора в розділі запропоновано оцінити по виразу:

$$\begin{aligned}t_{П1K} &\approx (1/S_{12}) \ln(\pi/2B_{12}), \quad t_{П13} \approx (1/S_{11}) \ln(\pi/2A_{11}), \\ t_{П2K} &\approx (1/S_{13}) \ln(\pi/2B_{23}), \quad t_{П23} \approx (1/S_{21}) \ln(\pi/2A_{21})\end{aligned}$$

Встановлено, щоб третя компонента перехідної складової помилки, що вноситься розімкнутим зв'язком, була одного знаку з першою компонентою необхідно, щоб параметр K_{42} повинен підбиратися так, щоб виконувалась наступні умови: $\text{sign } B_{21} = \text{sign } B_{23}$, та $\rightarrow \max B_{23}$.

В розділі проведено оцінку та отримано результати оцінки залежності коефіцієнтів B_{2i} , що є складовими коренів характеристичного рівняння перехідного процесу від параметра синтезованої ланки розімкнутого зв'язку K_{42} . Встановлено, що для виконання умови: $\text{sign } B_{21} = \text{sign } B_{23}$, параметр K_{42} повинен бути від'ємним. Тобто через різноспрямоване по знаку значення відносно відповідної компоненти характеристичного рівняння перехідного процесу можна подавити вказану компоненту до нуля. А для виконання другої умови: $\rightarrow \max B_{23}$, необхідно подавати повільно зростаючу компоненту.

Тобто, розімкнутий зв'язок забезпечить максимальну швидкодію комбінованої системи синхронізації на інтервалі нестійкого руху якщо параметр чисельника задовольнить умові: $K_{42} < 0$, $B_{21} = 0$.

Встановлено, що введення розімкнутого зв'язку з передавальною функцією виду $W_4(s) = (K_4 s) / (K_4 s \pm 1)$ дозволяє зменшити час на рух на обох інтервалах пропорційно величині внесеного кореня. Таким чином, комбінована система синхронізації, що синтезована з умови зменшення перехідної складової помилки при трикутній характеристиці фазового дискримінатора повинна містити дві ланки $W_{41}(s)$, $W_{42}(s)$ та логічний пристрій

Показано, що простий розімкнутий зв'язок, синтезований при умові придушення повільно згасаючої перехідної компоненти дозволяє зменшити час перехідного процесу в системі при збереженні початкового порядку астатизму. При синтезі комплексного зв'язку перехідний процес стає коливальним аперіодичним.

Встановлено, що в умовах стрибка фази чи стрибка частоти поліпшити динаміку системи та зменшити перехідну складову дисперсії фазової помилки можна шляхом впливу параметрів

ланки розімкнутого зв'язку на корені характеристичного рівняння перехідного процесу. Час перехідного процесу в комбінованій системі можна значно зменшити в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу варіюванням параметру T_1 . Подані розрахункові данні показали, що при $T_{42}=0,087$ с; $T_{42}=0,022$ с та $T_{42}=0,0087$ час перехідного процесу в комбінованій системі в порівнянні з замкнутою системою можна зменшити до 3 – х разів.

При цьому, варіюванням параметру ланки розімкнутого зв'язку можна забезпечити зменшення на 18-25%, початкового значення перехідної помилки.

Розглянуто особливості синтезу розімкненого зв'язку для інтервалів руху, відповідних ділянках з позитивним і негативним нахилом статичної характеристики фазового дискримінатора. Отримано умови, що дозволяють визначати оптимальні по мінімуму перехідної помилки значення параметрів розімкненого зв'язку для кожної ділянки вказаної характеристики.

У четвертому розділі розробляються моделі та методи підвищення точності оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій.

В розділі визначено, що особливості функціонування супутникової телекомунікації, що визначені в розділі 1, потребують встановлення кількісних критеріїв якості оцінки несучої частоти та розробки окремих методів її оцінки з врахуванням особливостей передавання сигналів.

В розділі прийняті умови, при яких дисперсія оцінки несучої частоти ФМ сигналу в демодуляторі супутникових систем зв'язку, не повинна перевищувати смугу петлі демодулятора B_C як функції тактової частоти сигналу, та при малих співвідношеннях сигнал/шум на біт інформації (від 0 до 12 Дб) повинна забезпечити вимогу:

$$\delta_C^2 T^2 \leq 5 \cdot 10^{-6} \quad (23)$$

Що забезпечує надійне входження системи в синхронізм.

При розробці методу оцінки несучої частоти в безперервному режимі в розділі використано математичну модель комплексної огинаючої сигналу $z(t)$, що задана на інтервалі спостереження T_0 в виді $z(t) = s(t) + w(t)$, де $s(t) = e^{j(2\pi\nu t + \varphi)} \sum_k d_k h(t - kT - \tau)$ – інформаційна складова сигналу, що приймається; ν - зміщення несучої частоти відносно номінального її значення, φ – початкова фаза вхідного сигналу, τ - затримка сигналу в каналі, $w(t)$ - комплексний аддитивний шум, d_k - елемент комплексного вектору переданих даних d_k $d = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{K-1}\}$, для фазових методів модуляції $d_k = \exp(j y_k)$, $y_k = \{0, 2\pi/M_\varphi, \dots, 2\pi(M_\varphi - 1)\}$, M_φ - обсяг алфавіту сигналу, $K = T_0/T$ - інтервал спостереження T_0 виражений в числі тактових інтервалів, $h(t)$ - прийнята в роботі імпульсна характеристика фільтра Найквіста, що формує вхідний сигнал.

Для вирішення завдання підвищення ефективності оцінки несучої частоти ФМ сигналу в умовах невизначеності інформації про початкову фазу сигналу (φ), про величину його затримки (τ) і про передану інформаційну послідовність (d) в розділі запропоновано застосування *Правила максимальної правдоподібності (МП-оцінка)*. Прийнято, що використання правила максимальної правдоподібності для оцінки несучої частоти (МП-оцінка) забезпечує асимптотично ефективні і асимптотично незміщені її оцінки. А наявності інформації про параметри $\{d, \varphi, \tau\}$ МП-оцінка несучої частоти ν може забезпечити мінімальну граничну дисперсію, яка буде визначатися нижнім кордоном Крамера-Рао. Запропоновано при реалізації МП-оцінки використовувати алгоритм швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Показано, що при

невизначеності інформації про вхідний сигнал обрахування по МП-оцінці несучої частоти $\tilde{\nu}_0$ зводяться до наступного обрахування:

$$\tilde{\nu}_0 = \arg \left\{ \underset{-\nu_{max} \leq \nu \leq \nu_{max}}{\text{Max}} \left\{ \sum_{k=-M_1}^{M_1} |S_{m+k}| H_k \right\} \right\} \frac{F_d}{N_f}. \quad (24)$$

Де: N_f - довжина ШПФ, F_d - частота дискретизації сигналу, що приймається;
 $M_1 = \left\lfloor \frac{1+a}{2F_d T} N_f \right\rfloor$; $m = -N_{max}, \dots, 0, 1, \dots, N_{max}$; $N_{max} = \left\lfloor \frac{\nu_{max}}{F_d} N_f \right\rfloor$; $|S_{m+k}|$ - відсік амплітудного спектру вхідного сигналу, обрахованого за допомогою ШПФ $|S_{m+k}| = |S(k\Delta f + m\Delta f)|$; H_k - відлік амплітудно-фазової характеристики узгодженого фільтра - $H_k = H(k\Delta f)$; $[*]$ - операція округлення до цілого. Суму виразу (24) в розділі визначено, як згортку амплітудного спектру вхідного сигналу з амплітудно-фазовою характеристикою узгодженого фільтра

В розділі обґрунтовано, розроблено та запропоновано в якості кількісно - якісної критерію для аналізу якості оцінки несучої частоти нормовану до квадрату тактової частоти вхідного сигналу величину нижнього кордону Крамер-Рао ($CRLB(\nu) * T^2$, *Cramer-Rao lower bound*). Для визначення вказаного критерію в розділі представлено *Метод визначення нижнього кордону мінімальної граничної дисперсії оцінки несучої частоти*.

Мінімально граничну дисперсію оцінки несучої частоти в припущенні, що відомі всі параметри сигналу окрім зміщення несучої частоти ν , в розділі визначено як:

$$CRLB(\nu) * T^2 = \frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{K^2} \frac{1}{E_s/N_0} \quad (25)$$

Де E_s/N_0 - відношення сигнал/шум.

Встановлено, що нижній кордон Крамера-Рао $CRLB(\nu) * T^2$, прийнятий для визначення мінімальної оцінки граничної дисперсії оцінки несучої частоти функціонально залежить від енергії одиничного імпульсу сигналу (E_s), інтервалу проходження інформаційних імпульсів комплексної огинаючої сигналу, що приймається (T_s) та інтервалу, на якому здійснюється оцінка (N_0).

Для оцінки відповідності запропонованого методу визначення нижнього кордону критерію оцінки несучої частоти $CRLB(\nu) * T^2$ для фазової модуляції ФМ-4, при $K=256$ та співвідношення сигнал/шум в 6 та 1 дБ в розділі проведені розрахунки та здійснено порівняння отриманих значень з контрольним кількісним значенням (23) та з значенням дисперсії $\sigma_v^2 T^2$ (природний кордон, отриманий при невизначеності всіх параметрів вхідного сигналу), отриманим за допомогою існуючих методи оцінки. Встановлено, що, при величині співвідношення сигнал/шум в 3 дБ, значення $CRLB(\nu) * T^2$ на три порядки менше значення дисперсії оцінки несучої частоти, визначеного умовою (23) та значно, до 5 порядків перевищує дисперсію оцінки частоти, отримані існуючими методиками оцінки частоти.

Розбіжність в значеннях природного кордону мінімально граничної дисперсії $\sigma_v^2 T^2$ та отриманого за допомогою запропонованого методу нижнього кордону Крамер-Рао мінімально граничної дисперсії показують, що перспективні методика оцінки несучої частоти при врахуванні всіх параметрів вхідного сигналу можуть покращити точність оцінки частоти на 2-4 порядки та задовольнити умов (23) в порівнянні з методиками оцінки, які не враховують, або частково враховують всі параметри вхідного сигналу.

Аналіз отриманої залежності (25), показав їх відповідність визначеному граничному кількісному критерію оцінки несучої $CRLB(\nu) * T^2$ частоти для когерентних демодуляторів

супутникових телекомунікацій а також показав, що отримання оцінок частоти з дисперсією, що задовольняє умові (23) можливе при достатньо великих інтервалах спостереження чи при великих значеннях ШПФ.

Для зменшення інтервалу спостереження та підвищення точності оцінки частоти при безперервному прийомі вхідного сигналу в розділі запропоновано *Метод двоетапної оцінки несучої частоти в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями*.

На першому етапі пропонується отримати оцінку, достатню для зняття модуляції, а на другому етапі реалізувати помноження фази вхідного сигналу.

Враховано, що помноження фази сигналу приведе до зняття фазової модуляції і забезпечить появу в спектрі сигналу ярко вираженого максимуму частоти.

Застосування методу помноження фази сигналу в розділі обґрунтовано фіксацією інтервалу спостереження для забезпечення МП-оцінки несучої частоти при максимально малій дисперсії оцінки ($\sigma_v^2 T^2 \ll 1$). По аналізу виразу (20), визначено що дане співвідношення виконується при відношенні E_s/N_0 , що дорівнює 0 дБ вже для K порядку декількох сотень інтервалів тактової частоти вхідного сигналу.

На першому етапі оцінки проводиться накопичення відліків комплексної огинаючої сигналу, що приймається z_n і в відповідності з правилом (37) обраховується МП - оцінка несучої частоти сигналу - $\tilde{\nu}_0$:

$$\tilde{\nu}_0 = \arg \left\{ \underset{-N_{max} \leq m \leq N_{max}}{\text{Max}} \left\{ \sum_{k=-M_1}^{M_1} |S_{m+k}| * H_k \right\} \right\} * \frac{F_d}{N_f}$$

На другому етапі оцінки здійснюється:

- перетворення накопичених відліків z_n до вигляду $\tilde{z}_n = z_n \exp\left(-j2\pi\tilde{\nu}_0 \frac{n}{F_d}\right)$;
- фільтрація відліків за допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ), в функції якого входить зменшення впливу перешкод на процедуру помноження фази сигналу $x_n = \sum_k \tilde{z}_{n-k} g(k)$. Де $g(k)$ - імпульсна характеристика даного ФНЧ;

- операція помноження фази $y_n = (x_n)^{M_\phi}$, яка приводить до зняття модуляції;

Після зняття модуляції здійснюється оцінка частоти максимуму в спектрі сигналу y_n .

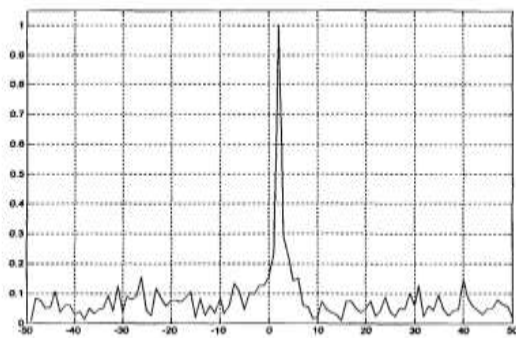


Рис.10 Нормований амплітудний спектр сигналу на виході схеми помноження фази. Вид модуляції ФМ-2, $E_s/N_0 = 3$ дБ, $\nu = 0$, $m = k - 1024$

Результати оцінки максимуму в спектрі сигналу, отримані в ході моделювання при реалізації процедури помноження фази для сигналу спектру ФМ-2, що приймається супутниковою телекомунікацією в безперервному режимі, подані на Рис 10. На даних залежностях подані нормовані спектри сигналів, отримані навколо точки M_p для $N_f = 2048$ і $k = -50, \dots, 50$.

На вказаній залежності чітко відстежуються спектральні максимуми, шляхом оцінки частоти яких обраховується оцінка другого етапу.

Особливості оцінки частоти при пакетному режимі прийомі сигналу когерентним демодулятором супутникової телекомунікації вимагають розробки окремого методу.

З цілю вирішення вказаного завдання в розділі розроблено *Метод двоетапної оцінки несучої частоти в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями*.

При розробці вказаної методики оцінки визначено, що недоліком процедур оцінки, заснованих на ШПФ є попереднє накопичення даних для наступного здійснення обчислень по заданому алгоритму. Враховано, що додаткова затримка може бути неприпустима в пакетному режимі прийому сигналу, так як довжина процедури обробки сигналу жорстко обмежена довжиною преамбули.

Виходячи з вказаного обмеження, в розділі, для оцінки частоти в пакетному режимі передачі даних запропоновано використовувати алгоритм оцінки відліків ШПФ, заснований на обчисленні ковзного ШПФ (sliding FFT). Обчислення ковзного ШПФ не потребує початкового накопичення N – точеної вибірки сигналу, що приймається для отримання відповідної спектральної вибірки довжиною N . Процедура обчислення ковзного ШПФ достатньо просто реалізується при будь-якій довжині ШПФ.

За допомогою ковзного ШПФ обраховуються відліки амплітудного спектру сигналу, що приймається $|I_k(nT_s)|$.

Де $|I_k(nT_s)|$ – поточне значення відліку ковзного ШПФ з номером k , $k = 0, 1, \dots, N_f - 1$; n – поточний номер відліку, $n = 1, 2, 3, \dots$; T_s – період слідування відліків.

На першому етапі оцінки частоти в пакетному режимі прийому сигналу проводиться груба оцінка частоти:

$$f_0 = \arg \max_k \left\{ |I_k(N_f T_s)| \right\} \frac{1}{N_f T_s}, \quad (26)$$

Де $k = 0, 1, 2, \dots, N_f - 1$

Процедура другого етапу полягає в знаходженні максимуму функції

$$I(v) = \left| \sum_{n=1}^{N_f} z_n \exp(-j2\pi n v T_s) \right|$$

В околиці f_0 .

Для знаходження розглянутого максимуму в розділі запропоновано використовувати алгоритм, заснований на ітеративній процедурі дихтомічного процесу.

В процесі реалізації даної процедури обчислюються величини:

$$I(f_i^+) = \sum_{n=1}^{N_f} z_n \exp(-j2\pi f_i^+ n T_s), \quad I(f_i^-) = \sum_{n=1}^{N_f} z_n \exp(-j2\pi f_i^- n T_s)$$

$$\text{де } f_1^+ = f_{i-1} + \frac{1}{2^i N_f T_s}, \quad f_1^- = f_{i-1} - \frac{1}{2^i N_f T_s}$$

$$i = 1, 2, \dots, M_1$$

Тут величина M_1 визначає число ітерацій дихтомічного пошуку, а f_0 визначається виразом (26).

Розглянута процедура полягає в наступному: якщо $|I(f_i^+)| \geq |I(f_i^-)|$ то $f_i = f_i^+$, інакше $f_i = f_i^-$. При $k = M_1$ обчислюється остаточна оцінка несучої частоти сигналу, що приймається – $\hat{v} = f_{M_1}$

Для визначення числа ітерацій дихтомічного пошуку (M_1) в розділі розроблено та запропоновано вираз:

$$M_1 = \left\lceil \frac{1}{2} \log_2 \left[\frac{8\pi^2 K (E_b/N_0)_{max} \log_2 M_\phi}{3} \right] \right\rceil \quad (27)$$

Де $(E_b/N_0)_{max}$ – максимальне значення відношення E_b/N_0 в заданому діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації.

На основі (27) визначається число ітерацій M_1 , при якому запропонована процедура МП-оцінки частоти синусоїдального сигналу забезпечує асимптотичну ефективну оцінку при вибраній довжині інтервалу спостереження по всьому заданому діапазону відношення сигнал/шум на біт інформації.

У п'ятому розділі проведено аналіз ефективності оцінок несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій

В ході моделювання процедури оцінки частоти в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями визначені мінімальні значення інтервалів спостереження, які забезпечують потрібну дисперсію оцінки, відповідно умови (23) для трьох видів фазової модуляції – ФМ-2, ФМ-4 і ФМ-8 в визначеному діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації, від 0 до 12 дБ.

В ході моделювання підбирались підрахунки комплексної огинаючої вхідного сигналу - z_n . Приймалось, що величина v характеризується рівномірним розподілом в діапазоні $[-v_{max}, v_{max}]$, де $v_{max} = \frac{1}{T}$. Сигнал підбирався з випадковою початковою фазою φ , рівномірно розподіленою в діапазоні $[-\pi, \pi]$. Величина τ підбиралась від датчика випадкових чисел з рівномірним розподілом і змінювалась в діапазоні $[0, T]$. Коефіцієнт округлення фільтра Найквіста брався в значенні $a = 0.4$. Частота дискретизації в ході моделювання вибиралась таким чином, щоб виконувалась умова співвідношення $F_d T = 8$. Що пояснено в розділі тим, що при помноженні фази для ФМ-8 здійснюється 8-ми кратне розширення спектру. Для припинення ефекту накладення спектрів частота дискретизації комплексної огинаючої вхідного сигналу підбиралась не меншою, чим в 8 раз більш тактової частот цього сигналу.

На першому етапі проводиться МП-оцінка несучої частоти сигналу, що приймається в безперервному режимі. Вона включала:

1. Обраховувались N_f елементів Z_k комплексного перетворення Фур'є сигналу, що приймається в відповідності до стандартів алгоритму ШПФ;
2. Обраховувались відліки амплітудного спектру вхідного сигналу;
3. Здійснювалось перетворення отриманого амплітудного спектру до виду спектру смугового сигналу;
4. Обраховувались відліки згортки амплітудного спектру з АЧХ узгодженого фільтру (УФ);
5. Обраховувались величини зміщення несучої частоти сигналу, що приймається відносно номінального значення, вир. (24).

В процесі моделювання процедури першого етапу були вибрані наступні параметри: довжина інтервалу спостереження складала $K = 256$ і 512 інформаційних символів. Довжина швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) N_f безсумнівно пов'язана з довжиною інтервалу спостереження $N_f = m_d K$. В розділі прийнято - $m_d = 8$. Тому для $K = 256$ $N_f = 2048$ а $K = 512$ відповідає $N_f = 4096$.

Тут і в подальшому в розділі при реалізації обчислювальних процедур в безперервному режимі вибір значень K по ступеню двійки обумовлений відносною простотою реалізації алгоритмів ШПФ довжини 2^n , де n – позитивне ціле число.

В процесі моделювання відношення E_b/N_0 мінялось в розглянутому діапазоні з шагом 0.25 дБ. При кожному оцінюванні E_b/N_0 алгоритм оцінювання реалізовувався $N_s=1000$ разів.

Нормована дисперсія обраховувалась наступним виразом:

$$\bar{\sigma}_v^{2*} T^2 = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \left[\left(v_i - \bar{v}_0(i) * T \right) \right]^2 \quad (28)$$

Де v_i - зміщення несучої частоти сигналу, що приймається при i -й реалізації алгоритму оцінювання; $\bar{v}_0(i)$ - величина оцінки даного зміщення при i -й реалізації алгоритму оцінювання; N_s число експериментів.

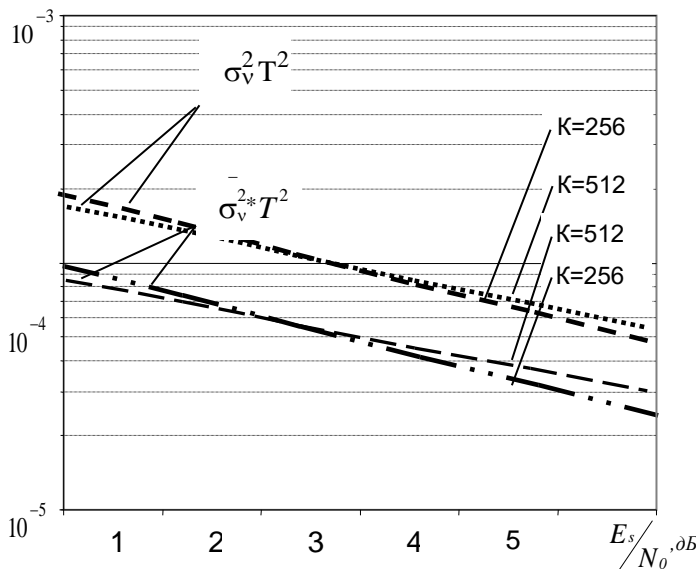


Рис.11 Залежність нормованої $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ та $\sigma_v^2 T^2$ дисперсії оцінки несучої частоти від $E_s/N_0, \text{дБ}$ для різних значень тактових інтервалів.

Залежність нормування дисперсії оцінки несучої частоти $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ від відношення E_b/N_0 , отримане по результатам моделювання для $K = 256$ і 512 , для ФМ-4 подані на Рис.14.

На Рис.11. суцільними лініями зображені відповідні заданим умовам

нормовані кордони $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$.

Визначено, що дисперсія оцінки частоти несучого колювання ФМ-сигналу, отриманого при реалізації процедури оцінки першого етапу, практично співпадає з відповідною граничною дисперсією.

На другому етапі оцінки проводилось зняття модуляції і оцінка частоти максимуму в спектрі сигналу y_n .

Для оцінки частоти розглянутого максимуму проводились наступні операції.

1. Обраховувались N_f елементів Y_k комплексного перетворення Фур'є сигналу y_n в відповідності з стандартним алгоритмом ШПФ;
2. Обчислювався відлік амплітуди спектру
3. Обчислювався відлік W_k шляхом перетворення амплітудного спектру G_k до виду спектру смугового сигналу з використанням перетворення (23)
4. Визначався номер спектрального підрахунку M_p ;

Для більш точної оцінки частоти максимуму спектра сигналу y_n застосовувалась процедура дихтомічного пошуку, що застосовується для оцінки несучої частоти ФМ сигналу в пакетному режимі.

На рис. 12 та рис 13 подані нормовані спектри сигналів, отримані в ході моделювання при реалізації процедури множення фази для сигналів ФМ-2 і ФМ-4. Спектри отримані довкола точки M_p для $N_f=4096$. і $k = -50, \dots, 50$.

В розділі, після завершення процедури другого етапу, прикінцева оцінка частоти несучого коливання ФМ сигналу обраховувалась по виразу:

$$\hat{\nu} \approx \nu_0 + \frac{1}{M_\phi} f_{M_i} \quad (29)$$

Де f_{M_i} – оцінка, отримана при реалізації вищеподаної ітеративної процедури;

M_i – число ітерацій процедури дихтомічного пошуку;

M_ϕ – обсяг алфавіту сигналу.

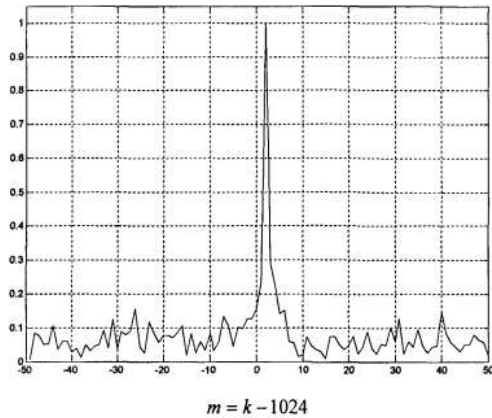


Рис.12 Нормований амплітудний спектр сигналу на виході схеми множення фази. Вид модуляції –ФМ-2, $E_b/N_0 = 3$ дБ, $\nu=0$

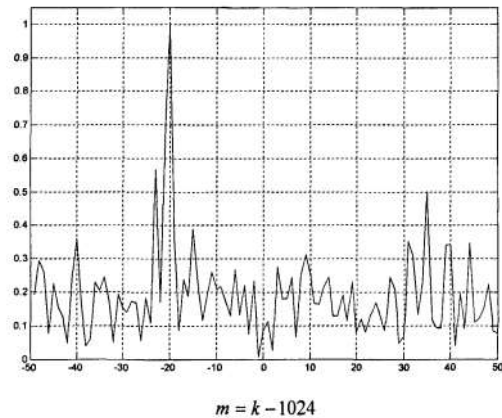


Рис.13 Нормований амплітудний спектр сигналу на виході схеми множення фази Вид модуляції –ФМ-4, $E_b/N_0 = 3$ дБ, $\nu=0$

З метою оцінки ефективності застосування запропонованої двоетапної методики оцінки в роботі проведено відповідні розрахунки. По виразу (28) обраховувалась нормована дисперсія. Оцінка ефективності проводилась шляхом спів підставлення отриманих результатів по розрахунку дисперсії з відповідною максимально граничною дисперсією.

В результаті моделювання встановлено, що запропонована методика оцінки несучої частоти в безперервному режимі дозволяє отримати оцінку з необхідною точністю при відносно невеликих інтервалах спостереження: для ФМ-2 – 256 інтервалів, для ФМ-4 – 512 інтервалів. Для вказаних видів фазової модуляції запропонована методика забезпечує оцінку з дисперсіями, які не більш чим в 2-3 рази вище відповідних значень нижнього кордону Крамер-Рао в найбільш значимому в практичному плані відношенні сигнал/шум: від 1 до 6 дБ.

Результати моделювання для вказаних видів фазової модуляції при визначених інтервалах спостереження подано на Рис.14 та Рис.15.

Вплив «сусідніх» каналів прийому вхідного сигналу при моделюванні оцінки частоти в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями в розділі враховувався включенням в комплексну огинаючої сигналу z_n величини 2.24. Значення якої обґрунтовано в розділі обраним найгіршими умовами, при яких рівні сусідніх каналів перевищують рівень основного каналу на 7 дБ ($20\lg(2.24)=7$).

Результати, отримані в ході моделювання фрагменту нормованого амплітудного спектру однієї з реалізацій вхідного сигналу подано на Рис. 16.

На даному рис.16 i по осі абсцис відображає порядковий номер відліку амплітуди спектру, отриманого за допомогою ШПФ довжиною. 2048.

На Рис. 17 зображено результат обчислення згортки амплітудного спектру сигналу, зображеного на Рис. 16 з амплітудно частотною характеристикою узгодженого фільтра (АЧХ УФ). В розглянутому випадку максимум згортки амплітудного спектру сигналу, що приймається

з АЧХ УФ достатньо далекий від дійсної частоти несучого коливання сигналу основного каналу. Встановлено, що реалізація процедури першого етапу алгоритму оцінки, оснований на знаходженні абсциси глобального максимуму згортки амплітудного спектру сигналу, що приймається з АЧХ УФ дає помилкову оцінку несучої частоти сигналу основного каналу.

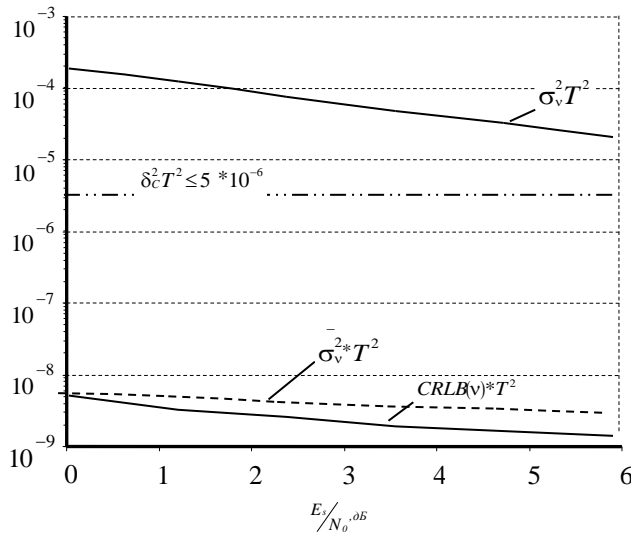


Рис 14 Вид модуляції ФМ-2, K=256

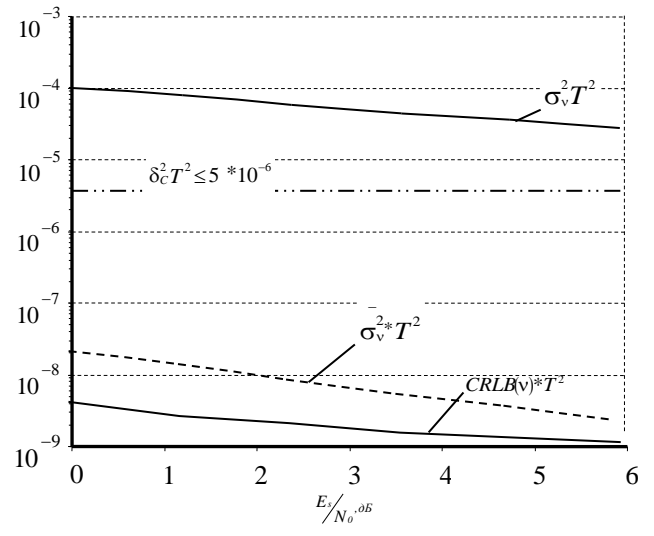


Рис 15 Вид модуляції ФМ-4, K=512

Присутність на залежності, поданій на Рис.12, точка максимум, в якій перша похідна перетворюється в 0 (навколо $m = 0$) дає змогу звести завдання оцінки несучої частоти на першому етапі до пошуку абсциси максимуму розглянутої функції, в якій перша похідна перетворюється в 0.

Результати моделювання показали, що навіть при найгірших умовах (сусідні канали мають максимально допустиме перевищення рівня і характеризується мінімально допустимим зміщенням по частоті) в розглянутій згортці має місце точка максимуму, в якій перша похідна перетворюється в 0.

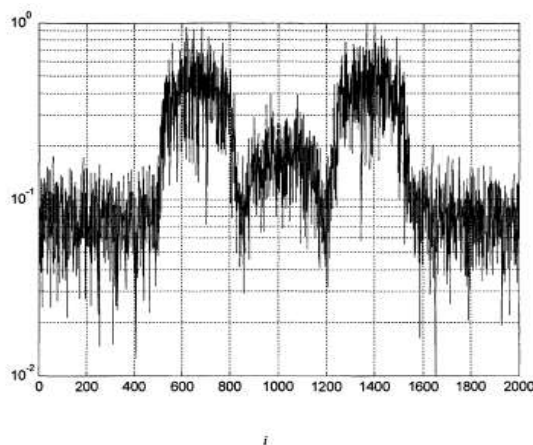


Рис.16 Нормований амплітудний спектр вхідного сигналу:
 $N_f = 2048$, Вид модуляції ФМ-2

$$\frac{E_b}{N_0} = 0, \text{ дБ. } \nu = 0$$

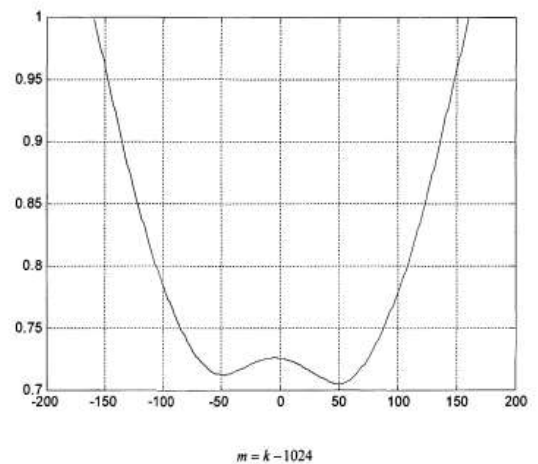


Рис.17 Нормована згортка амплітудного спектру сигналу, що приймається з АЧХ УФ

В розділі, для зменшення впливу сусідніх каналів на оцінку несучої частоти, проведено корегування алгоритму оцінки. Зміст якого – оцінка частоти на першому етапі здійснюється по абсцисі максимуму згортки амплітудного спектру, в якій перша похідна перетворюється в «0».

Для аналізу ефективності оцінок, що забезпечені запропонованим корегованим алгоритмом оцінки, було проведено розрахунки по описаній процедурі.

На Рис.18 приведені залежності нормованих дисперсій оцінок; $\sigma_v^2 T^2$ від співвідношення E_b/N_0 для ФМ-2 і $K = 256$.

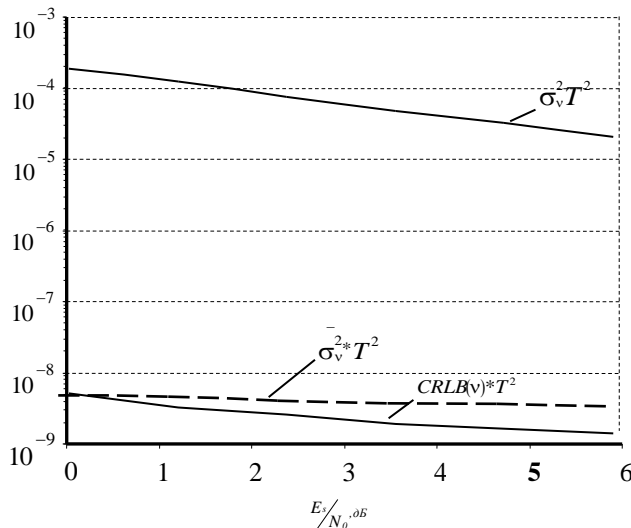


Рис. 18 Вид модуляції ФМ-2, $K=256$

Аналіз залежностей Рис.18 та Рис.15 показує що в межах співвідношення сигнал/шум від 1 до 4 дБ запропонований метод оцінки несучої частоти при врахуванні впливу «сусідніх» каналів забезпечує в 1.5 – 2 рази різницю дисперсії оцінки частоти, в порівнянні з значенням дисперсії, отриманої при оцінці частоти без впливу «сусідніх» каналів (Рис.15). Що, при загальних показниках поданої на Рис.15 дисперсії оцінки, наближених до значення гранично модифікованої дисперсії (кордону Крамер-Рао) свідчить про те, що модифікований алгоритм оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою телекомунікацією в безперервному режимі, практично не чутливий до дії завад типу «сусідній» канал.

Та забезпечує практично однакові дисперсії оцінок при наявності і відсутності «сусідніх» каналів.

Для оцінки можливості застосування запропонованого методу оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в пакетному режимі були отримані та подані в розділі на Рис.20 результати оцінки частоти складного синусоїдального сигналу в шумовому середовищі. Результати отримані з застосуванням ковзного ШПФ, та процедури дихтомічного пошуку і залежать від значення зсуву (q). Отримання поданих на рис.23 залежностей здійснювалось з використанням гібридної інтерполяції ШПФ при половинчатому та q – зсуві, які показали збіжність оцінки за дві операції.

Залежність ефективності здійсненої оцінки від числа ітерацій при реалізації запропонованої процедури подано на Рис.19.

Аналіз залежностей Рис.19 показав, що значення дисперсії оцінки частоти сигналу залежить від числа ітерацій (27) и при їх збільшенні до $M=4-6$ для обраних умов моделювання задовольняє загальну умову оцінки частоти (23) та наближається до нижнього кордону Крамер–Рао по всьому діапазону співвідношення сигнал/шум в від 4 та менше дБ. При цьому, встановлено, що по співвідношенню (27) інтервал спостереження K залежить від числа ітерацій та при $M=6$ приймає значення $K=27$. В розділі було показано, що вказана оцінка асимптотично незміщена з її середньоквадратичним значенням, виконаними по нижньому кордону Крамера-Рао ($CRLB$).

Застосування запропонованої методики забезпечує значення дисперсії оцінки несучої частоти сигналу, що приймається в пакетному режимі, максимально наближеної, в відносному співвідношенні від 4 та менше раз, до нижнього кордону Крамер-Рао при достатньо малому інтервалі спостереження, які в 8-10 раз менше в порівнянні з інтервалами, прийнятими для оцінки несучої частоти сигналу, що приймається в безперервному режимі.

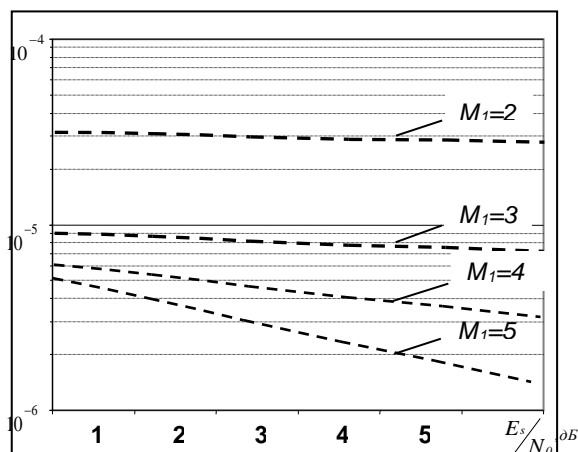


Рис.19 Залежність $\sigma_v^{2*} T^2$ від E_b/N_0 для різних значення числа ітерацій M

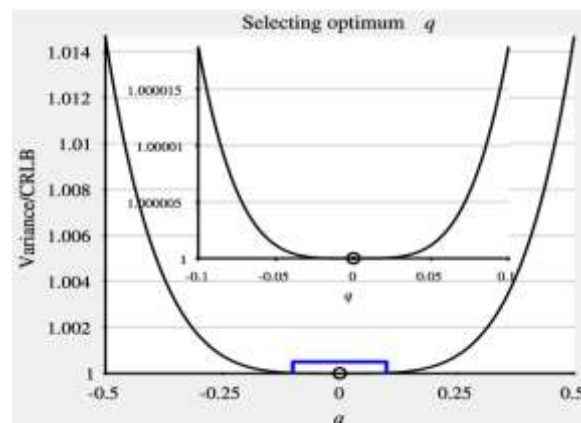


Рис. 20. Відношення дисперсії оцінки синусоїдального сигналу до $(CRLB(v)T^2)$ порівняно зі значенням числа зсуву - q .

Вставка показує збільшення навколо нижчих значень q для кращої візуалізації

Що підтверджує висновок про актуальність використання запропонованого в даному розділі підходу до використання ковзного ШПФ для МП-оцінки сигналу, що передається в пакетному режимі.

Подані в розділі результати оцінки дозволили обґрунтувати практичні рекомендації щодо реалізації отриманих в роботі результатів досліджень та висновків.

Показано, що найбільш доцільним є застосування алгоритму оцінки несучої частоти в безперервному режимі прийому сигналу для оцінки сигналів ФМ-2 та ФМ-4. Що обґрунтовується отриманими показниками зменшення інтервалу спостереження та значеннями дисперсії оцінки несучої частоти.

Отримані результати синтезу моделі КСС, побудови її схеми з врахуванням чинників зовнішнього та внутрішнього впливу та данні оцінки частоти в безперервному та пакетному режимі передачі при застосування розроблених методів оцінки є основою для апаратної реалізації розроблених схем та алгоритмів роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій.

Апробація розроблених моделей та методів за допомогою апаратної реалізації в роботі здійснена наступним чином.

Метод синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора пройшов апробацію при проектуванні і виготовленні дослідного зразка фазового демодулятора на базі програмованої логічної інтегральної схеми *Cyclon IVE* з застосуванням мови опису апаратури *SystemVerilog*.

Методики оцінки несучої в безперервному та пакетному режимах передачі даних частоти когерентним демодулятором були апробовані на апаратному комплексі, що включав: сигнальний процесор з плаваючою та фіксованою комою *TMS320C6657CZHA25*, персональний комп'ютер, інтегроване середовище компіляції та налаштування *Code Composer Studio v5* компанії-виробника *Texas Instruments Incorporated*.

Отримані результати апробації запропонованих методів та методик дозволила обґрунтувати висновок щодо їх реалізує мості на сучасних апаратних засобах.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі на основі теоретичних досліджень розв'язано важливу науково-практичну проблему, а саме розроблено моделі та методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою. Отримані в дисертаційній 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 закритого типу через властиві їм протиріччя не дозволяють забезпечити необхідну якість і точність роботи, особливо, коли потрібно поліпшити якість системи по двох і більше суперечливих показниках.

2. Проведений аналіз наукових підходів до підвищення точності роботи систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів показав, що перспективними напрямками є розробка високо динамічних схем комбінованих систем синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в ході стеження за несучою частотою, та підвищення точності оцінки частоти сигналу на вході системи фазової синхронізації з урахуванням особливостей функціонування супутникових телекомунікацій.

3. Удосконалено метод оцінки можливості систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій по підвищенню точності роботи в сталих та перехідних режимах стеження за несучою частотою. Даний метод, на відміну від існуючих, обґрунтовує інваріантний підхід до оцінки можливості перспективних схем системи синхронізації щодо мінімізації дисперсії фазової помилки та підвищення динаміки в умовах впливу зовнішніх шумів та внутрішніх збурень і перешкод

4. Розроблено моделі та методи синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації в сталих та перехідних режимах, які, на відміну від існуючих, дозволяють визначити вид і параметри розімкнутого зв'язку при умові підвищення порядку астатизму системи та мінімізації дисперсії фазової помилки без збільшення перехідної складової фазової помилки в перехідних режимах.

5. Проведено синтез комбінованої системи синхронізації з пропорційно-інтегрованим фільтром в замкнутому контурі, параметри якого оптимізовані по швидкодії системи, а параметри розімкнутого каналу синтезовано при умові мінімуму дисперсії фазової помилки. Завдяки чому швидкодія комбінованої системи синхронізації збільшилась від 1.6 до більш чим в 2.5 рази при зменшенні до 80% значення дисперсії фазової помилки в порівнянні з існуючими схемами закритого типу.

6. Розроблена модель синтезу розімкнутого зв'язку дозволяє зменшити час перехідного процесу при прийомі вхідного сигналу в комбінованій системі в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу в 3 рази. При цьому, варіюванням параметру ланки розімкнутого зв'язку можна забезпечити зменшення на 18-20%, початкового значення перехідної фазової помилки.

7. Запропоновано метод підвищення ефективності оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій при прийомі сигналу. Даний метод, на відміну від існуючих, обґрунтовує подальшу розробку алгоритмів оптимальної чи близької до оптимальної оцінки частоти по правилу максимальної правдоподібності та забезпечує асимптотично ефективну і асимптотично незміщену оцінку несучої частоти вхідного сигналу.

6. Запропоновано метод застосування нижнього кордону Крамер-Рао в якості критерію дисперсії оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій. Даний метод, на відміну від існуючих, надає змогу встановити кількісну характеристики

мінімальної дисперсію оцінки по значенню нижнього кордону Крамер-Рао при умові визначеності всіх параметрів сигналу і цим підвищити якість і точність оцінки несучої частоти.

Встановлено, що перспективні методики оцінки несучої частоти при застосуванні нижнього кордону Крамер-Рао в якості критерію максимально граничної дисперсії оцінки та врахуванні всіх параметрів вхідного сигналу можуть покращити точність оцінки частоти на 2-4 порядки в порівнянні з методиками, які не враховують або частково враховують вказані параметри

7. Розроблено та запропоновано методи оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій, які на відміну від існуючих дозволяють здійснити оцінку по потенційному кордону мінімально граничної дисперсії оцінки несучої частоти (кордону Крамер-Рао) в безперервному та пакетному режимах прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями з врахуванням впливу зовнішніх та внутрішніх чинників на параметри сигналу.

8. Показано, що застосування методу оцінки несучої частоти для когерентного демодулятора при прийомі сигналу в безперервному режимі для методів модуляції ФМ-2 та ФМ-4 при тактових інтервалах спостереження 256, 512 забезпечує оцінку несучої частоти з дисперсією, яка в середньому, на один – три порядки перевищує значення дисперсій, отриманих за допомогою існуючих алгоритмів оцінки та наближує значення отриманих результатів до встановленої граничної межі дисперсії оцінки несучої частоти для супутникових телекомунікацій в діапазоні інтервалів сигнал/шум від 1 до 6 дБ.

9. Запропонований в роботі метод оцінки несучої частоти когерентним демодулятором при прийомі сигналу в пакетному режимі забезпечує оцінку з дисперсією, максимально наближеною, відповідного нижнього кордону Крамер-Рао при достатньо малому інтервалі спостереження, відповідають встановленому граничному значенню дисперсії оцінки несучою частоти для супутникових телекомунікацій та на три – чотири порядки менше значення дисперсій, отриманих за допомогою існуючих алгоритмів оцінки.

10. Апаратну реалізацію розроблених в роботі моделей та методів пропонується виконати на сучасних пристроях з елементами програмуючої логіки і сигнальних процесорах, які в сукупності з їх можливостями та можливостями запропонованих методів та методик забезпечують розрахунки в реальному часі з необхідною точністю.

11. 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 “Моделі та методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою” нових наукових і практичних результатів, сукупності публікацій у фахових виданнях України та закордоном, реалізації та апробації мета дисертаційної роботи досягнута, науково-прикладна проблема вирішена.

ПУБЛІКАЦІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. O. Turovsky, O. Drobyk, A. Makarenko, O. Khokhlyuk, «Estimates of the carrier frequency of the signal received by the satellite communication system in package mode», *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, vol. 9. No 3, PP. 3223 – 3228, 2020. <https://doi.org/10.30534/ijatcse/2020/115932020>. (Scopus, Q3 – 2018).

2. O. Turovsky, L. Berkman, O. Drobyk, A. Zakhazhevskyi, O. Khakhlyuk, «Determination of the lower border of Cramer-Rao for evaluation of the carrier frequency of the radio technical communication channel signal», *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, Vol. 9 No.4. pp. 5838 – 5845, 2020. <https://doi.org/10.30534/ijatcse/2020/243942020>. (Scopus, Q3 – 2018).

3. O. Turovsky, V. Kozlovskyi, Y. Balanyuk, Y. Boiko, N. Lishchynovska, «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, vol. 9. No 5, PP. 8922 – 8928, 2020. <https://doi.org/10.30534/ijatcse/2020/290952020>. (Scopus, Q3 – 2018).

4. О.Л. Туровський «Мінімізація дисперсії фазової помилки в системах фазової синхронізації замкнутого типу в режимі стеження за несучою частотою», *Вісник інженерної академії*, №4. С. 22-27, 2019.

5. О.Л. Туровський, С.В. Панадій, Н.О. Ліщиновська, «Особливості та завдання щодо оцінювання несучої частоти сучасних супутникових систем передачі даних», *Телекомунікаційні та інформаційні технології*, № 1 (66), С. 174-187, 2020.

DOI: 10.31673/2412-4338.2020.011787

6. 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.

DOI: 10.31673/2412-9070.2020.064450

7. О.Л. Туровський, К. К. Елісаві, «Обґрунтування вибору інформаційної технології для підвищення точності синхронізації сигналу, що приймається системою супутникового зв'язку при кутовій демодуляції сигналу», *Вісник інженерної академії*, №1, С. 74-86, 2020.

8. О.Л. Туровський, Л.А. Кирпач, «Вплив фазової нестабільності генераторів на параметри роботи системи синхронізації несучої частоти на фоні адитивного гаусівського шуму та доплерівського зміщення частоти», *Збірник наукових праць ВІКНУ*, №67, С. 35 – 47, 2020. <https://doi.org/10.17721/2519-481X/2020/67-07>

9. О.Л. Туровський, «Алгоритм оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу супутникової системи зв'язку при передачі даних в безперервному режимі з використанням функції швидкого перетворення Фур'є», *Зв'язок*, №2(144), С.55-61, 2020.

DOI:10.31673/2412-9070.2020.025560

10. O.L. Turovsky, «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*, Vol 3, No 4, pp. 16-22, 2020. DOI: 10.15587/2312-8372.2020.210242.

11. О.Л. Туровський, «Оцінка можливостей синтезу розімкнутого зв'язку при створенні комбінованого цифрового синхронно-фазового демодулятора сучасної системи телекомунікації», *Зв'язок*, №3 (145), С.45-49, 2020. DOI:10.31673/2412-9070.2020.035054

12. О.Л. Туровський, «Підвищення порядку астатизму в фазових системи синхронізації несучої частоти», *Телекомунікаційні та інформаційні технології*, №2, С.134-144, 2020.

13. О.Л. Туровський, «Аналіз ефективності застосування двоетапного алгоритму оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу супутникової системи зв'язку при передачі даних в безперервному режимі» *Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил*, № 3(65), С. 73-78, 2020. DOI:10.30748/zhups.2020.65.11

14. О.М. Власов, О.Л.Туровський, «Методи та моделі сучасних видів модуляцій з розширеним спектром в програмно-керованих системах», *Зв'язок*, №4 (146), С.3–11, 2020. DOI: 10.31673/2412-9070.2020.040311

15. O. Turovsky, «Clarification of the algorithm for estimating the frequency of the signal received by the satellite communication system in a continuous mode under the influence of «neighboring» channels», *Advanced Information Systems*, Vol. 4, No. 3. P. 74-79, 2020. doi.org/10.20998/2522-9052.2020.3.09.

16. В.В. Козловський, О.Л. Туровський, «Синтез складного розімкнутого зв'язку в системі синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в ході стеження за несучою частотою», *Вісник Хмельницького національного університету*. №3 (285), С. 158-166, 2020. DOI 10.31891/2307-5732-2020-285-3-26

17. В. В. Козловський, О.Л. Туровський, Ю.В. Баланюк, «Синтез розімкнутого зв'язку системи синхронізації несучої частоти при умові підвищення порядку астатизму», *Наукоємні технології*, Т. 47, №3, 2020. doi:10.18372/2310-5461.47.14958. Доступно за адресою: <<http://jrnل.nau.edu.ua/index.php/SBT/article/view/14958>>.

18. О.Л. Туровський, «Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеження за несучою частотою», *Збірник ХНУ "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах"*, №1, С. 116 – 122. 2020. DOI: 10.31891/2219-9365-2020-65-1-18
19. О.Л. Туровський, «Обґрунтування методу підвищення завадозахищеності високошвидкісних атмосферних цифрових волоконно-оптичних систем передачі шляхом розширення параметру сигналу "База сигналу", *Зв'язок*, №5(141). С. 40-43, 2019. DOI: 10.31673/2412-9070.2019.054043
20. О.Л. Туровський «Уточнений розрахунок порогу чутливості фотоприймального пристрою цифрової волоконно-оптичної лінії зв'язку з спектральним розділенням сигналу», *Зв'язок*, №6(142). С. 47-51, 2019. DOI: 10.31673/2412-9070.2019.064751
21. О.Л. Туровський, О. А. Хахлюк, «Аналіз і синтез системи фазової синхронізації при умові зменшення сталих динамічних похибок в режимі стеження за несучою частотою», *Вісник університету "УКРАЇНА" Серія "Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика"*, №1(24), С.90-99. 2020. DOI 10.36994/2707-4110-2020-1-24-08.
22. O. Turovsky, C. Panadiy, «Taking into account the phase instability of generators caused by the influence of ionizing radiation of space on the parameters of carrier frequency synchronization systems», *Informatyka Automatyka Pomiaru w Gospodarce i Ochronie Srodowiska (IAPGOS)*, Vol. 10, No. 4., PP.38-42, 2020. <http://doi.org/10.35784/iapgos.2308>.
23. В.В. Козловський, О.Л. Туровський, В.Д. Кулінський «Формалізація вимог до системи управління телекомунікаційними мережами», *Проблеми інформатизації та управління*, Т. 2, №64, 2020. С.41-47. DOI: 10.18372/2073-4751.64.15148.
24. В. В. Козловський, О.Л. Туровський, В.Д. Кулінський «Обрис перспективної моделі ланки розімкнутого зв'язку системи фазової синхронізації сучасної телекомунікації», *Наукоємні технології*, Т. 48, №4, 2020. doi:10.18372/2310-5461.48.15141. Доступно за адресою: <<http://jrnl.nau.edu.ua/index.php/SBT/article/view/15141>>.
25. O. Turovsky, Y. Khlaponin, M. H. Mohamed at al, “Combined system of phase synchronization with increased order of astatism in frequency monitoring mode”, *Control, optimisation and analytical processing of social networks (COAPSN 2020): 2nd International CEUR Workshop Proceedings*, Lviv, Ukraine, May 21, 2020. Vol-2616, Session. 1, P.53–62. <http://ceur-ws.org/Vol-2616/paper5.pdf> . (Scopus)
26. O. Turovsky, V. Kozlovskyi, Y. Balaniuk, Y. Boiko “Minimization of phase error dispersion in closed type phase synchronization systems in carrier frequency tracking mode”, *International Conference "Information Technology and Interactions (IT&I-2020)»*, Kyiv, Ukraine, December 02-04, 2020. (Scopus)
27. O. Turovsky, V. Kozlovskyi at al “Substantiation of information technology on improving the accuracy of the signal synchronization received by the radio technical system”, *ICT Infrastructures and Systems: 2nd International Conference «Cyber Hygiene & Conflict Management in Global Information Networks (CMiGIN-2020)»*, Kyiv and Lviv, Ukraine, November 30, 2020.(Scopus)
28. О.Л.Туровський «Проблеми та особливості оцінки частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку», *Проблеми інформатизації: IV міжнар. наук.-техн. конф.*, Київ-Полтава-Катовіце-Париж-Орел-Харьків, 09-10 квітня 2015 р., С. 39-40.
29. О.Л. Туровський «Методика оцінки частоти сигналу, що приймається системою зв'язку в пакетному режимі», *Тенденции развития конвергентных сетей: решения пост-NGN, 4G и 5G: регион. міжнар. наук.-практ. семін. МСЕ для країн Європи і СНД*, Київ, 17-18 листопада 2016 р., С. 221-222.
30. О.Л. Туровський «Система фазової синхронізації супутникової системи зв'язку в режимі стеження за несучою частотою», *Світ інформації та телекомунікації: IV Наукова конференція студентства та молоді*, Київ, 18-19 травня 2017 р., С. 313-314.
31. О.Л. Туровський «Методичний підхід до оцінки частоти сигналу, що приймається системою зв'язку в безперервному режимі», *Перспективы предоставления услуг на основе сетей пост-NGN, 4G и 5G. Организационные и технические решения по их построению и защите:*

регіон. міжнар. наук.-техн. конф. МСЕ для країн Європи і СНД, Київ, 7-9 червня 2017 р., С. 166-167.

32. О.Л. Туровський «Методичний підхід до синтезу складного розімкнутого каналу в комбінованій системі синхронізації», *Світ інформації та телекомунікації: VII Наукова конференція студентства та молоді*, Київ, 05-06 грудня 2018 р., С. 115-116.

33. О. Turovsky «Methodical approach to determining the lower limit of Cramer-Rao for estimating the carrier frequency of the signal of the radio communication channel», *ICT infrastructure as a basis for digital economy: ITU Workshop for Europe and CIS Region, Ukraine, Kyiv, 14-16 may 2019*. P. 61-62.

34. О.Л. Туровський «Мінімізація середньоквадратичної помилки системи синхронізації при обмеженні перехідної помилки», *Світ інформації та телекомунікації: IX Наукова конференція студентства та молоді*, Київ, 10-11 жовтня 2019 р., С. 105-106.

35. О. Turovsky, V. Kozlovskiy, Y. Balaniuk, Y. Boiko “Minimization of phase error dispersion in closed type phase synchronization systems in carrier frequency tracking mode”, *7th International Conference "Information Technology and Interactions (IT&I-2020, Satellite)»*, Kyiv, Ukraine, December 04, 2020, Taras Shevchenko National University of Kyiv. PP. 378-380.

АНОТАЦІЯ

Туровський О.Л. Моделі та методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій». – Національний авіаційний університет, Київ, 2021.

У дисертаційній роботі вирішується актуальна науково-технічна проблема розроблення моделей та методів підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою.

У роботі розроблено моделі та методи синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою в сталому та перехідному режимах роботи супутникових телекомунікацій, які дозволяють синтезувати комбіновані системи синхронізації з суттєвими перевагами по швидкодії і точності оцінки несучої частоти на відміну від існуючих систем фазової синхронізації закритого типу.

Для визначення кількісних значень мінімальної дисперсії оцінки несучої частоти вхідного сигналу когерентними демодуляторами супутникових телекомунікацій у роботі обґрунтовано критерій нижнього кордону Крамер-Рао та подана методика його розрахунку.

Для оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями в роботі подана відповідна методика. Дана методика враховує вплив «сусідніх» каналів прийому вхідних сигналів та, при значно зменшеному інтервалі спостереження, підвищує точність оцінки несучої частоти по правилу максимальної правдоподібності з використаннями функції швидкого перетворення Фур'є і метода помноження фази вхідного сигналу при умові невизначеності всіх параметрів вхідного сигналу, що приймається в безперервному режимі

В роботі розроблено методика двоетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями. Дана методика забезпечує просту процедуру обрахування першого етапу наближеної оцінки частоти з використанням ковзного швидкого перетворення Фур'є та, завдяки ітеративній процедурі дихтомічного процесу, дозволяє, на другому етапі, значно підвищити точність оцінки несучої частоти при зменшенні інтервалів спостереження з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається в пакетному режимі.

Ключові слова: система фазової синхронізації, синтез розімкнутого зв'язку, мінімально гранична дисперсія оцінки, оцінка несучої частоти, критерій нижнього кордону Крамер-Рао.

АННОТАЦИЯ

Туровский А.Л. Модели и методы повышения точности работы систем фазовой синхронизации спутниковых телекоммуникаций в режиме слежения за несущей частотой. - На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.12.13 - «Радиотехнические устройства и средства телекоммуникаций». - Национальный авиационный университет, Киев, 2021.

В диссертационной работе решается актуальная научно-техническая проблема разработки моделей и методов повышения точности работы систем фазовой синхронизации спутниковых телекоммуникаций в режиме слежения за несущей частотой.

В работе разработаны модели и методы синтеза комбинированной системы фазовой синхронизации когерентных демодуляторов в режиме слежения за несущей частотой в установившемся и переходном режимах работы спутниковых телекоммуникаций. Указанные алгоритмы позволяют синтезировать комбинированные системы синхронизации с существенными преимуществами по быстродействию и точности оценки несущей частоты в отличие от существующих систем фазовой синхронизации закрытого типа.

Для определения количественных значений минимальной дисперсии оценки несущей частоты входного сигнала когерентными демодуляторами спутниковых телекоммуникаций в работе обоснованно критерий нижней границы Крамер-Рао и представлена методика его расчета.

Для оценки несущей частоты для когерентных демодуляторов в непрерывном режиме приема сигнала спутниковыми телекоммуникациями в работе представлена соответствующая методика. Данная методика учитывает влияние «соседних» каналов приема входных сигналов и, при значительно уменьшенном интервале наблюдения, повышает точность оценки несущей частоты по правилу максимального правдоподобия с использованием функции быстрого преобразования Фурье и метода умножения фазы входного сигнала при условии неопределенности всех параметров входного сигнала, принимаемого в непрерывном режиме

В работе разработана методика двухэтапной оценки несущей частоты для когерентных демодуляторов в пакетном режиме приема сигнала спутниковыми телекоммуникациями. Данная методика обеспечивает простую процедуру расчета первого этапа приближенной оценки частоты с использованием скользящего быстрого преобразования Фурье и, благодаря итеративной процедуре дихтомического процесса, позволяет, на втором этапе, значительно повысить точность оценки несущей частоты при уменьшении интервалов наблюдения с учетом условия неопределенности всех параметров сигнала принимаемого в пакетном режиме.

Ключевые слова: система фазовой синхронизации, синтез разомкнутой связи, минимально предельная дисперсия оценки, оценка несущей частоты, критерий нижней границы Крамер-Рао.

ANNOTATION

O. Turovsky. Models and methods for increasing the accuracy of operation of phase synchronization systems of satellite telecommunications in the mode of carrier frequency tracking. - Manuscript.

Thesis for a degree of Doctor of Technical Sciences in speciality 05.12.13 - "Radio engineering devices and means of telecommunications". – National Aviation University.–Kyiv, 2021.

In the dissertation work the actual scientific and technical problem of development of models and methods of increase of accuracy of work of systems of phase synchronization of satellite telecommunications in a mode of tracking on a carrier frequency is solved.

Models and methods of synthesis of the combined system of phase synchronization of coherent demodulators in the mode of monitoring of the carrier frequency in constant and transient modes of

operation of satellite telecommunications which allow to synthesize the combined systems of synchronization with essential advantages on speed and accuracy closed type synchronization.

To determine the quantitative values of the minimum variance of the carrier frequency estimation of the input signal by coherent demodulators of satellite telecommunications, the criterion of the lower Kramer-Rao boundary is substantiated and the method of its calculation is presented.

To estimate the carrier frequency for coherent demodulators in the continuous mode of signal reception by satellite telecommunications, the corresponding method is presented. This technique takes into account the influence of "adjacent" channels of input signals and, with a significantly reduced observation interval, increases the accuracy of carrier frequency estimation by the rule of maximum likelihood using the fast Fourier transform function and the method of phase multiplication of the input signal. taken continuously

The method of two - stage carrier frequency estimation for coherent demodulators in the packet mode of signal reception by satellite telecommunications is developed in the work. This technique provides a simple procedure for calculating the first stage of approximate frequency estimation using sliding fast Fourier transform and, thanks to an iterative dichotomous procedure, allows, in the second stage, to significantly increase the accuracy of carrier frequency estimation by reducing observation intervals taking into account the uncertainty of all parameters. received in batch mode.

It is shown that the application of the carrier frequency estimation method for a coherent demodulator when receiving a signal in continuous mode for modulation methods FM-2 and FM-4 provides an estimate of the carrier frequency with a variance that is not more than 3 times higher than the corresponding conditions. -Rao in the range of signal / noise from 1 to 6 dB.

The proposed method of estimating the carrier frequency by a coherent demodulator when receiving a signal in batch mode provides an estimate with a certain variance at a small observation interval equal to 27 clock intervals and the variance of the frequency estimate almost coincides with the defined lower Kramer-Rao boundary.

Hardware implementation of the algorithm for estimating the carrier frequency in the packet mode of signal reception is proposed to perform on modern computing devices, which together with their capabilities and capabilities of the proposed algorithm provide real-time calculations.

Keywords: phase synchronization system, open-loop synthesis, minimum limiting variance of the estimate, carrier frequency estimation, Kramer-Rao lower bound criterion.