

**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»

Технічні науки  
(галузь знань)

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук.

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

  
\_\_\_\_\_ О.Л. Туровський  
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий консультант

Козловський Валерій Валерійович  
доктор технічних наук,  
професор

Київ – 2021

## АНОТАЦІЯ

*Туровський О.Л.* Моделі та методи підвищення точності роботи систем фазової синхронізації супутникових телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою. – Кваліфікаційна наукова праця 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 методику двохетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями. Дана методика забезпечує просту процедуру обрахунку 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 розімкненого зв'язку, мінімально гранична дисперсія оцінки, оцінка несучої частоти, критерій нижнього кордону Крамер-Рао.

#### **Список публікацій здобувача**

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. Zakharzhevskiy, 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. Kozlovskiy, 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 відслідкування несучої частоти», *Зв'язок*. №1(143), С. 44-50, 2020. DOI: 10.31673/2412-9070.2020.064450

7. О.Л. Туровський, К. К. Еліссаві, «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», *Звя'зок*, №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 двохетапного 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», *Звя'зок*, №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 стеженні 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

[a<http://jrn1.nau.edu.ua/index.php/SBT/article/view/14958>](http://jrn1.nau.edu.ua/index.php/SBT/article/view/14958).дресою:

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 технологійних процесах"*, №1, С. 116 – 122. 2020.

DOI: 10.31891/2219-9365-2020-65-1-18

19. О.Л. Туровський, «Обґрунтування методу підвищення заводо захищеності 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, S. 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>.

### **Матеріали й тези доповідей на конференціях**

1. 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)
2. O. Turovsky, V. Kozlovskiy, 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)
3. O. Turovsky, V. Kozlovskiy 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)
4. 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.
5. О.Л. Туровський «Методика оцінки частоти сигналу, що приймається системою зв'язку в пакетному режимі», Тенденції розвитку конвергентних сетей: рішення пост-NGN, 4G и 5G: регіон. міжнар. наук.-практ. семін. МСЕ для країн Європи і СНД, Київ, 17-18 листопада 2016 р., С. 221-222.
6. 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.

7. О.Л. Туровський «Методичний підхід до оцінки частоти сигналу, що приймається системою зв'язку в безперервному режимі», Перспективи предоставления услуг на основе сетей пост-NGN, 4G и 5G. Организационные и технические решения по их построению и защите: регион. міжнар. наук.-техн. конф. МСЕ для країн Європи і СНД, Київ, 7-9 червня 2017 р., С. 166-167.

8. 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.

9. O. 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.

10. 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.

11. O. Turovsky, V. Kozlovskyi, 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.



## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	13
ВСТУП	14
1. АНАЛІЗ МОЖЛИВИХ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ РОБОТИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ	27
1.1 Особливості та завдання щодо оцінювання несучої частоти сучасних супутникових систем передачі даних	27
1.2 Аналіз системи відновлення несучої частоти при когерентному прийомі дискретних сигналів	44
1.2.1 Методи відновлення несучої частоти	46
1.2.2 Завадостійкість систем виділення несучої частоти	55
1.2.3 Реалізовані схеми виділення несучої частоти	65
1.3 Стеження за несучою частотою системою фазової синхронізації когерентного демодулятора без врахування шуму	82
1.4 Проблеми підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентного демодулятора	87
1.5 Проблеми оцінки несучої частоти системою фазової синхронізації когерентних демодуляторів	94
1.6 Висновки до першого розділу	105
2. СИНТЕЗ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ В СТАЛИХ РЕЖИМАХ ПРИЙОМУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ	107
2.1 Модель синтезу розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації при умові підвищення порядку астатизму	107
2.1.1 Синтез розімкнутого зв'язку при умові досягнення інваріантності комбінованої системи синхронізації	107

2.1.2	Методика підвищення порядку астатизму комбінованої системи синхронізації	115
2.2.	Метод побудови схеми системи синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки	119
2.2.1	Методика мінімізації дисперсії фазової помилки комбінованої системи синхронізації	120
2.2.2	Методика мінімізації впливу фазової нестабільності опорних генераторів комбінованої системи синхронізації на дисперсію фазової помилки	132
2.2.3	Методика оцінки обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на процес мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації	139
2.2.4	Методика оцінки впливу відхилень параметрів каналів обробки вхідного сигналу на фазову помилку комбінованої системи синхронізації	149
2.3	Методика синтезу складного розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації	156
2.4	Висновки до другого розділу	164
3.	СИНТЕЗ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ ПРИЙОМУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ	165
3.1.	Синтез розімкнутого зв'язку при умові зменшення перехідної складової фазової помилки	165
3.2	Фазова помилка комбінованої системи синхронізації в перехідному режимі стеження за несучою частотою	174
3.3.	Обґрунтування вибору моделі ланки розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки в перехідному режимі	194
3.4	Висновки до третього розділу	200

4. РОЗРОБКА МЕТОДІВ ОЦІНКИ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ СИГНАЛУ СИСТЕМАМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ	203
4.1 Метод визначення нижнього кордону дисперсії оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації	203
4.2 Методика оцінки несучої частоти системою фазової синхронізації когерентного демодулятора в безперервному прийомі сигналу супутниковою телекомунікацією	220
4.3. Методика оцінки несучої частоти системою фазової синхронізації когерентного демодулятора в пакетному прийомі сигналу супутниковою телекомунікацією	239
4.4 Висновки до четвертого розділу	247
5. АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ОЦІНОК НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ СИСТЕМАМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ	248
5.1 Оцінка несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу	248
5.2 Аналіз впливу сусідніх каналів на процес оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу	266
5.3 Оцінка несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу	276
5.4 Апробація розроблених моделей та методів за допомогою апаратної реалізації	283
5.4.1 Апробація методу побудови схеми системи фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової	283

телекомунікації

5.4.2. Апробація методів оцінки несучої частоти вхідного сигналу системою фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації	284
5.5 Висновки до п'ятого розділу	286
ВИСНОВКИ	287
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	291
ДОДАТОК А Акти впровадженнь результатів дисертаційних досліджень	312

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Амплітудно-фазова модуляція	АФМ
Відновлення несучої частоти	ВНЧ
Генератор, що підстроюється	ПГ
Зміщена фазова модуляція	ЗФМ
Ідеальний фільтр	ІФ
Комбінована система синхронізації	КСС
Максимально правдоподібність	МП
Максимально правдоподібна оцінка	МП-оцінка
Мінімально гранична дисперсія	МГД
Обчислювальний пристрій	РП
Пропорційно-інтегруючий фільтр	ПІФ
Синхронно-фазовий демодулятор	САД
Система синхронізації закритого типу	ЗСС
Системи супутникового зв'язку	ССЗ
Узгоджений фільтр	УФ
Фазова автопідстройка частоти	ФАПЧ
Фазова модуляція	ФМ
Фазовий детектор	ФД
Цифровий обчислювальний пристрій	ЦОП
Частотна модуляція з мінімальним частотним зсувом	ММЗ
Quadrature phase shift keying	QPSK
Phase shift keying	PSK

## ВСТУП

**Актуальність теми дослідження.** Для забезпечення соборності, незалежності і державного суверенітету, Україна повинна підвищувати рівень економічного і промислового потенціалу держави та покращувати рівень народного добробуту. Одним із напрямків такої діяльності є забезпечення інфраструктури України 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 двом і більше суперечливим показникам.

Поліпшення динаміки системи синхронізації можливо здійснити, різними методами, як то записом сигналу в поточний момент і зчитування на наступному тактовому інтервалі  $M$ -раз. Однак обробка інформації в таких системах відбувається не в реальному часі, і крім того, пристрої запису-відтворення вносять додаткові спотворення. Зменшення сталої та перехідною складових помилки можливо в адаптивних системах синхронізації, що мають два канали синхронізації - грубого і точного підстроювання. Оскільки обидва канали побудовані за звичайними схемами і працюють в різні проміжки часу, то їм притаманні суперечності, характерні для замкнутих систем синхронізації.

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 огибаюча вхідного сигналу, що поступила на вхідний пристрій системи синхронізації, містить невідомі величини  $\nu$  – частоту сигналу;  $\varphi$  – початкову фазу сигналу;  $\tau$  – час затримки сигналу. Завдання синхронізації фактично зводиться до оцінки істинних параметрів сигналу, що приймається –  $\nu, \varphi, \tau$ , 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 актуальним 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 режимам 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: Bregni 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.** Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення систем супутникових телекомунікацій полягає у тому, що запропонований в дисертаційній роботі підхід і на його 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 порівняння 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 (акт впровадження від 01.02.2021)

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 01.02.2021)

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 двохетапної 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 (акт впровадження від 01.02.2021 та від 12.02.2021);

6. Розроблено метод двохетапної 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 01.02.2021 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 методику 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 методику 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. ІІV 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.

## РОЗДІЛ 1

# АНАЛІЗ МОЖЛИВИХ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ РОБОТИ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ

### 1.1 Основні особливості сучасних супутникових телекомунікацій

У всьому світі існують території та регіони з низькою щільністю населення і складним географічним ландшафтом. З економічної позиції ефективніше надавати цим територіям послуги сучасного супутникового зв'язку, що відрізняється рядом переваг в порівнянні з кабельними системами.

Супутниковий зв'язок інтенсивно використовується при реалізації важливих національних проєктів, в тому числі для ефективного вирішення завдань національної безпеки, з метою соціально–економічного розвитку держав і успішного міжнародного співробітництва.

На сьогоднішній день розвиток супутникової сфери зв'язку складно уявити без її зв'язку з наземними мережами. Більшість змін в інфраструктурі значно впливають як на послуги супутникового зв'язку, так і на характеристики систем.

Сьогоднішній ринок супутникового зв'язку дуже динамічний, схильний до значних коливань цін, криз надвиробництва, різких змін в перспективі попиту на ті, чи інші послуги. Дані обставини вимагають адаптації космічних перспективних апаратів до різних зон обслуговування, а також швидкості реагування.

Слід також зазначити, що застосування космічних технологій не тільки істотно підвищило продуктивність систем зв'язку, а й дозволило безпосередньо зв'язати один з одним найбільш віддалені частини земної кулі. Будівництво нових систем передачі даних тісно пов'язується з прогнозами

розвитку послуг зв'язку, а також з більш раціональним розподілом обсягів і видів послуг між супутниковими, радіорелейними, волоконно–оптичними системами. Подібне прогнозування, засноване на дослідженні тенденцій розвитку засобів і систем зв'язку та послуг, що надаються, має особливе значення в сучасних економічних умовах.

Тому, для підтримки динаміки розвитку супутникової галузі потрібен комплексний підхід, і більш конкретно – використання не тільки геостаціонарних супутників, але також і супутників на низьких орбітах. При цьому потрібно враховувати особливості побудови космічного сегмента та недоліки і переваги всіх типів супутникових систем.

У наш час існує два види супутників: низькоорбітальні і геостаціонарні.

Геостаціонарними супутниками називають супутники, що знаходяться на геостаціонарній орбіті. Геостаціонарною орбітою називають орбіту, розташовану над екватором Землі ( $0^\circ$  широти). Перебуваючи на ній штучний супутник обертається по колу зі швидкістю, що дорівнює кутовій швидкості обертання Землі навколо своєї осі [1].

На сьогоднішній день геостаціонарні супутники виконують велику кількість різноманітних завдань, включаючи телекомунікаційні, визначення місця розташування об'єктів, радіозв'язок в ультракороткохвильових діапазонах. Впровадження супутникових систем відіграє виняткову роль в соціальному і економічному розвитку як всієї держави в цілому і дозволяє підняти на якісно новий рівень співпрацю між різними країнами.

Поруч з очевидними перевагами, геостаціонарні системи зв'язку мають і ряд недоліків.

Для значної частини території земної кулі ситуація ускладнюється малими кутами місця антен земних станцій супутникового зв'язку. Це призводить до затінення супутника місцевими предметами та збільшення шумів, що утворюються радіо шумовим випромінюванням земної кулі [2,3,4].

Проблеми передачі сигналів в сучасних супутникових системах визначаються певними особливостями як побудови самої системи, так проблемами обробки прийому та передачі сигналу.

Для визначення проблем безпосередньо обробки сигналу розглянемо математичну модель модульованого сигналу, що приймається сучасною супутниковою системою [5]:

$$S_{IF}(t) = \text{Re}\{S_{CE}(t)\exp(j2\pi f_c t)\},$$

де  $S_{IF}(t)$  – переданий модульований сигнал;

$f_c$  – несуча частота сигналу;

$S_{CE}(t)$  – функція комплексної огибаючої сигналу  $S_{IF}(t)$  по відношенню до частоти несучого коливання.

Для виділення переданої інформації на практиці сигнал, що приймається, перетворюється в низькочастотну область.

На рис. 1.1 це перетворення зводиться до помноження сигналу  $S_{IF}(t)$  на два опорних коливання  $\cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$  та  $-\sin(2\pi f_c t + \varphi_c)$  [5,6,8].

Потім продукти множення поступають на входи фільтрів нижніх частот (ФНЧ), які призначені для придушення складової в околицях сумарної частоти, що дорівнює  $2f_c + \nu$ .

Приймемо, що фільтр низьких частот характеризується рівномірною амплітудно–частотною характеристикою (АЧХ) для низькочастотних компонентів сигналу.

Полоса пропускання фільтрів  $F$  значно більше тактової частоти сигналу, що приймається [6,7]:

$$F \gg \frac{1}{T}.$$

Частота опорного сигналу  $f_c$ , як правило, не співпадає з несучою частотою сигналу, що приймається.

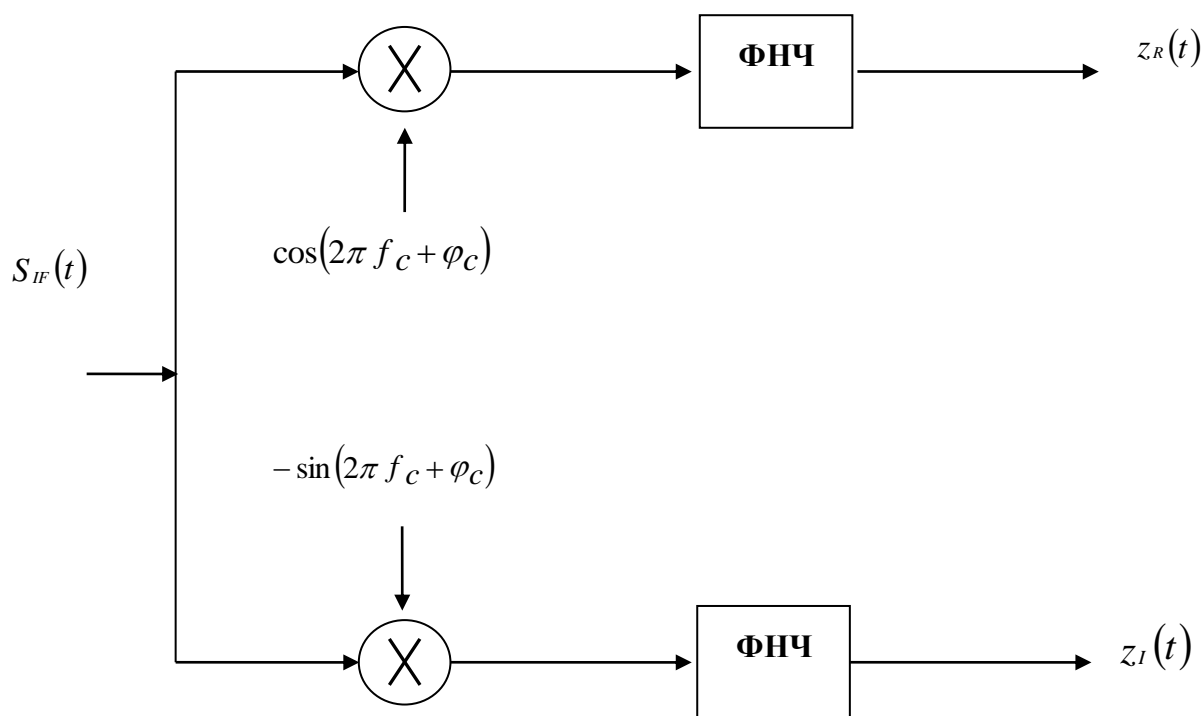


Рис. 1.1 Квадратурне перетворення сигналу

Величину  $\nu$  приймемо як зміщення несучої частоти відносно номінального її значення. В такому випадку сигнали на виході фільтра низької частоти  $Z_R(t)$  і  $Z_I(t)$  розглянемо як компоненти комплексного коливання  $z(t) = z_R(t) + jz_I(t)$ , які приймемо як комплексну огибающую сигнала, що приймається.

Величину  $z(t)$  можна подати в вигляді [6,7]:

$$z(t) = s(t) + w(t),$$

де  $s(t) = e^{j(2\pi\nu t + \varphi)} \sum_k d_k h(t - kT - \tau)$  – інформаційна складова сигналу, що приймається;

$\varphi$  – деякий фазовий шум;

$w(t)$  – забарвлений адитивний шум.

При розробці алгоритмів когерентної демодуляції сигналу визначальне значення має рішення проблеми синхронізації.

Комплексна огибаюча сигналу містить невідомі величини  $\nu, \varphi, \tau$ . Тобто завдання синхронізації фактично зводиться до оцінки істинних параметрів сигналу, що приймається –  $\nu, \varphi, \tau$ , знання параметрів яких необхідно для демодуляції сигналу  $z(t)$  [6,7,8].

Найкращі результати може дати сумісна оцінка невідомих параметрів сигналу. Однак на практиці реалізувати таку оцінку в каналі 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 [7,8].

Складність завдання оцінки несучої частоти в супутниковому каналі усугубляється наявністю додаткових заважаючих дій «сусідніх каналів» – сигналів з тим же самим типом модуляції і тією ж швидкістю передачі інформації [1,9,10].

На практиці сигнал «сусіднього каналу» може перевищувати рівень сигналу в основному каналі на 7 дБ, відмінність по частоті «сусіднього каналу» від основного складає величину, що дорівнює  $1/4T$  [11,12].

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 [10,13].

Визначенню основних особливостей сучасних супутникових систем в напрямку підвищення ефективності передачі даних присвячено ряд робіт.

В роботі [14] основним напрямком в якості підвищення ефективності сучасних супутникових систем зв'язку обґрунтовується підвищення енергетики каналів.

В роботах [15,16], автор пропонує застосовувати низькоорбітальні супутникові системи, що деяким чином девальвує недоліки геостаціонарних систем.

Однак питання проведення загального аналізу геостаціонарних супутникових систем вимагає детального аналізу процесу передачі дискретних даних в них.

Поряд з цим, проведення відповідного аналізу процесу оцінювання несучої частоти, як складової обробки сигналу, що приймається та визначення прийнятих існуючих підходів та методів що до вирішення такого завдання є актуальною науковою задачею.

Безпосередньо питанням оцінки несучої частоти присвячено ряд робіт.

В роботі [16] досліджено багато символне диференційоване виявлення сигналів різного кодування з фазовим зсувом за наявності випадкових змін частоти та адитивного білого гауссового шуму. Показано, що зміна частоти спотворює переданий сигнал за рахунок ослаблення його амплітуди і введення змінного часу фази до інформаційних символів. Для усунення вказаного недоліку пропонується схема подвійного диференціального кодування фазового зсуву PSK (DDPSK) і наступне багато символне диференційоване виявлення фазового зсуву за наявності зміщення частоти. Але в статті відсутня оцінка зміни несучої частоти.

Автори робіт [17,18] пропонують спільну оцінку синхронізації та зсуву несучої та виявлення даних за допомогою фільтра сигналів, ранжованих по важливості в каналах адитивного білого гауссового шуму. В роботі [18] отримано зважений байєсівський Крамерський Рао–кордон (WBCRB) для спільного визначення часу та зсуву несучої, який враховує попередній розподіл параметрів оцінки та є точною нижньою межею для всіх



розглянутих значень співвідношення сигнал / шум (SNR). Питання врахування сусідніх каналів в статті не розглядаються.

Робота [18] поєднує просту техніку оцінки зміщення частоти (FO) з методом оцінки фазового шуму. Оцінка фазового шуму виводиться з розрахункових коефіцієнтів дискретно–косинусного перетворення. Проаналізовано ряд реалізацій запропонованого алгоритму. Але не враховується вплив «сусідніх» каналів.

В роботі [19] запропоновано спосіб оцінки частоти основного тону мовного сигналу при оптимальній тимчасовій обробці на основі математичної моделі з полігармонічним несучим коливанням при невідомих апріорних розподілах амплітуд і початкових фаз несучих гармонік. Стосовно до розглянутого випадку обчислені точності характеристики оцінки частоти основного тону методом максимальної правдоподібності.

Автором в роботі [20] розглядається спосіб оцінки несучої частоти і часу приходу сигналу по лінійно частотно модульовано–подібній фазокодаваній послідовності. Для реалізації описаного способу оцінки несучої частоти і часу приходу сигналу в статті запропоновано використовувати два узгоджених фільтра незалежно від довжини послідовностей. Зроблено вибір послідовності. Показано, що для розглянутого способу оцінки послідовність Задова – Чу більш краща, ніж послідовність Френка. Розроблений та запропонований в даній роботі спосіб оцінки частоти несучої і часу приходу сигналу придатний для первинної синхронізації при виявленні сигналу в модемах з фазовою і частотною модуляцією. Даний спосіб має меншу обчислювальною складністю, в порівнянні з реалізацією гребінки узгоджених фільтрів.

В роботі [21] та [22] запропоновано і обґрунтовано алгоритм оцінювання частоти і фази несучого коливання на його дискретних відліках. Результати моделювання показали ефективність алгоритму при малому числі відліків на період коливання і високому рівні адитивного широкосмугового шуму. Продемонстровано можливість використання цього алгоритму для

управління системою фазового підстроювання частоти в цифрових системах зв'язку.

Автори робіт [23,24] пропонують підхід до зменшення похибки оцінювання несучої і символної частоти сигналів з цифровою модуляцією методами, що базуються на аналізі частотних характеристик сигналу. В основу підходу покладено розрахунок першої похідної функції спектральної щільності та пошук нуля ітераційним методом хибного положення.

Таким чином, попередній аналіз системи побудови сучасних супутникових систем зв'язку та визначення завдань, щодо оцінювання несучої частоти в них з врахуванням результатів вищевказаного аналізу, а саме необхідністю оцінки несучої частоти до етапу синхронізації по фазі і синхронізації по частоті з врахуванням впливу «сусідніх каналів» для безперервного та пакетного алгоритму передачі даних є актуальною науковою задачею, рішення якої присвячений даний розділ.

Існуюча енергетика супутникового каналу зв'язку обумовлює нагальну потребу когерентної обробки сигналу і використання потужного завадостійкого кодування. Система завадостійкого кодування є невід'ємною частиною супутникового модему. У переважній більшості систем використовується надточне кодування з декодуванням за алгоритмом Вітербо та каскадні коди [3, 24]

Широке поширення знаходять турбо коди і коди з малою щільністю перевірок на парність [2,3,12].

Хоча в останні роки досить часто в системах супутникового зв'язку (ССЗ) використовуються амплітудно–фазові методи модуляції енергетика супутникового каналу, як правило, зумовлює використання фазової модуляції [2,22].

Найбільш часто використовуються три типи фазової модуляції: ФМ–2, ФМ–4 і ФМ–8. Більшість наземних станцій супутникових систем зв'язку працює в діапазонах 6 або 14 ГГц на передачу і 4 або 11 ГГц на прийом [1,2,8]. Найпростіший супутниковий канал зв'язку включає в себе дві земні станції супутникового зв'язку і космічну станцію зв'язку, розташовану на

борту супутника. Зауважимо, що в даному каналі присутній, принаймні одне перетворення частоти сигналу. Це перетворення здійснюється в бортовому ретрансляторі супутника зв'язку [1,2,5].

Наявність даного перетворення через внутрішню нестабільності опорного генератора–перетворювача частоти бортового ретранслятора супутника зв'язку призводить до випадкового і нестационарного зміщення несучого колювання сигналу щодо номінального значення [3,22]. Це обумовлює частотну невизначеність сигналу.

Весь діапазон частот, в якому працює супутниковий ретранслятор, прийнято ділити на деякі смуги (шириною 27 ... 36, 72 ... 120 МГц), в яких посилення сигналу здійснюється окремим трактом – стовбуром. У стовбурі, в свою чергу, можуть передаватися сигнали багатьох земних станцій супутникового зв'язку. Таким чином, супутниковий ретранслятор може забезпечити зв'язок великого числа абонентів. Тому організація доступу практично незалежних земних станцій в загальній системі зв'язку і оперативне встановлення з'єднань між довільними станціями та багато станційний доступ знаходять широке застосування в ССЗ [6,11].

Загалом, є кілька різних шляхів, за допомогою яких багато користувачів можуть надсилати інформацію через супутниковий канал зв'язку. В даний час в ССЗ широко використовуються два типи багато станційного доступу [1,6,13,11]:

- багато станційний доступ з частотним поділом каналів (БДЧП);
- багато станційний доступ з тимчасовим поділом каналів (БДТП).

У першому випадку абоненти мережі, розділені по частоті несучого колювання, у другому абоненти мають загальний частотний ресурс, але розділені в часі використання загального частотного тракту.

На базі цих методів поділу каналів, як правило, будуються ССЗ з наданням каналу на вимогу (НКВ). На початку сеансу зв'язку необхідно певним чином здійснити комутацію сигналів на відповідних станціях супутникового зв'язку, виділити абоненту частотний канал або тимчасову

позицію. У таких мережах зв'язку можлива відмова у встановленні зв'язку через зайнятість всіх каналів системи [2,14].

Не вдаючись в детальні міркування щодо переваг і недоліків того чи іншого методу розподілу каналів, можна лише відзначити наступне.

Порівняльна простота і низька вартість обладнання, а також великий досвід розробки та експлуатації систем з частотним поділом, накопичений при розробці та експлуатації ранніх систем зв'язку, послужили причиною того, що в переважній більшості в ССЗ в даний час використовується БДЧП. ССЗ з НКВ, що працює з частотним поділом каналів (БДЧП–НКВ), оперують з досить низькими інформаційними швидкостями сигналів.

Як наслідок, в таких системах виявляється можливим використання відносно дешевих супутникових терміналів з малої апертурою класу VSAT (very small aperture terminal) [2,6,11].

У системах БДЧП–НКВ використовуються вузько смугові канали. Тому початковий зсув по частоті несучого коливання сигналу може бути порівнянний зі смугою каналу [2,6,11].

Структура ССЗ з частотним поділом каналів вказує на ще одну принципову особливість каналу прийому – наявність додаткових заважають впливів а саме так званих «сусідніх каналів» – сигналів з тим же типом модуляції і тією ж швидкістю передачі, що і основний канал передачі інформації. Так як невизначеність частоти несучого коливання сигналу може бути порівнянна зі швидкістю передачі даних в каналі зв'язку, значна частина спектра «сусіднього каналу» може потрапити в діапазон пошуку демодулятора по несучій частоті [11,12,13].

Для ССЗ БДЧП–НКВ необхідний канал управління до функції якого входить виділення абоненту вільного частотного ресурсу. Цей канал не симетричний. Загальний канал від центральної станції до периферійних станцій мережі працює в безперервному режимі Для керуючої інформації кожній периферійній станції мережі в цьому загальному каналі виділяється своя тимчасова позиція. Сигнали від периферійних станцій до центральної станції мережі передаються в пакетному режимі в випадкові моменти часу,

займаючи один фіксований частотний канал. Як наслідок при одночасній передачі сигнали від багатьох користувачів не можна розділити в приймачу [11,12,22,24].

У таких каналах використовуються методи з випадковим доступом. Коли кілька користувачів мережі намагаються передати пакети одночасно, пакети перекриваються в часі (накладаються.) Конфлікт, що виникає при накладенні, повинен бути вирішений шляхом використання деяких канальних протоколів для повторної передачі пакетів. У ССЗ найбільше поширення отримав протокол АЛОНА [2,14].

Розглянутий канал управління як правило називається загальним каналом сигналізації [2,14].

З метою аналізу процесу оцінювання несучої частоти визначимо допустиму дисперсію оцінки частоти несучого коливання і проведемо аналіз відомих методів оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу (ФМ сигналу).

Слідуює також відмітити, що в працях [25,26,27] основна увага приділяється проблемі виявлення інформаційного пакету, а алгоритм оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу описані недостатньо повно.

Когерентність обробки сигналу в демодуляторі обумовлює надзвичайно жорсткі вимоги до точності оцінки фази несучого коливання в відповідній петлі демодулятора з фазово–автоматичним підстроюванням частоти (ФАПЧ демодулятор) [2,3].

Через це смуга петлі  $B_C$  зазвичай не повинна перевищувати тисячних долів тактової частоти сигналу, що приймається – близько  $10^{-3} 1/T$  [3].

Значення  $B_C$ , як правило, вибирають із міркувань компромісу між рівнем енергетичних втрат демодулятора в заданому діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації і часом входження в синхронізм петлі фазової синхронізації. Чим менше  $B_C$ , тим менше рівень енергетичних втрат демодулятора, тим довше входження в синхронізм. Величина смуги петлі вибирається так, щоб додаткові енергетичні втрати демодулятора не перевищували 0.1 Дб. Виходячи з цих міркувань, величина петлі вибирається

зазвичай в значеннях  $B_C \approx 3 * 10^{-3} 1/T$ . А для надійного входження системи авто підстроювання в синхронізм величина дисперсії оцінки несучої частоти ФМ сигналу  $\delta_C^2$  не повинна перевищувати  $B_C^2$ . Тобто величина  $\delta_C^2$  не повинна бути більшою чим  $10^{-5} \times 1/T^2$  [20].

В подальшому прийmemo, що для дисперсії оцінки несучої частоти ФМ сигналу при малих співвідношеннях сигнал/шум на біт інформації (від 0 до 12 Дб) повинна виконуватись наступна вимога [8,12,13]:

$$\delta_C^2 T^2 \leq 5 * 10^{-6}. \quad (1.1)$$

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

Відомо, що супутникові системи передачі інформації працюють в тому числі і в режимах з випадковим доступом пакетів сигналів [1,2,25].

Тобто для них є актуальним синхронізація когерентних фазових демодуляторів, що працюють в пакетному режимі.

Методи синхронізації для цього випадку, що описані в деяких 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 сигналу, що передається зміщення несучого коливання, в той час як в реальних сучасних системах зв'язку ці зміщення можуть бути співвідносні з тактовою частотою сигналу, що приймається [1,2,28,29].

Для синхронізації когерентних фазових демодуляторів, що працюють в пакетному режимі прийmemo, що для синхронізації пакетного демодулятора по несучій частоті на початок преамбули передається відрізок гармонічного сигналу.

Комплексну огибающую сигнала, що приймається можна подати, як [7,8,]:

$$z(t) = e^{j(2\pi\nu t + \varphi)} + v(t), \quad (1.2)$$

де  $\nu$  – зміщення несучої частоти відносно номінального значення;

$w(t)$  – комплексний аддитивний гаусівський шум.

Відмітимо, що когерентний прийом дає перевагу по завадозахищеності до 1 дБ для односторонньої фазово–різносної модуляції при використанні в сучасних системах супутникового зв'язку багатократної модуляції, коли кількість позицій сигналу досягає 512 варіантів сигналу, то вигаш може скласти 5 – 7 дБ.

Таким чином, перспективним є врахування для даного випадку когерентних методів прийому.

Завдання оцінки несучої частоти сигналу, що приймається зводиться до задачі оцінки частоти максимуму в спектрі фрагменту синусоїдального сигналу на фоні аддитивного гаусівського шуму, що впливає з (1.2).

В даний час відомо достатньо багато методів оцінки частоти синусоїди. Достатньо показовою є робота [30].

Відомо, що найменша дисперсія оцінки визначається кордоном Крамера–Рао [12,13,19,29]. Представляється, що зі всього різноманіття методів оцінки частоти слід вибирати такі, які забезпечують дисперсію оцінки, що співпадає з мінімально граничною дисперсією оцінки (МГД–оцінкою) чи близькою до неї.

Аналіз ефективних оцінок, що забезпечуються різними методами оцінювання частоти синусоїдального сигналу на фоні адитивного білого шуму забезпечує дисперсію оцінки, асимпатично співпадаючої з кордоном Крамера–Рао з ростом співвідношення сигнал/шум.

Оцінка по максимальній подібності (МП – оцінка) частоти синусоїдального сигналу визначається виразом [12,23,29]:

$$\nu = \arg \left\{ \max_{\nu} \{I(\nu)\} \right\}, \quad (1.3)$$

$$\text{де } I(\nu) = \left| \sum_n z(t_n) * e^{-j2\pi\nu t_n} \right|$$

$$t_n = nT_s;$$

$$n = 1, 2, \dots, N;$$

$t_s$  – період слідування підрахунку комплексної згинаючої сигналу, що приймається;

$NT_s$  – інтервал спостереження.

Фактично  $I(\nu)$  це модуль перетворення Фур'є сигналу, що приймається на інтервалі спостереження.

Величину  $I(\nu)$  називають періодограмою сигналу, що приймається.

Таким чином, знаходження МП – оцінки частоти синусоїдального сигналу зводиться до знаходження максимуму функції  $I(\nu)$  в діапазоні частотної невизначеності сигналу, що приймається. Враховуючи, що супутниковий сигнал зв'язку характеризується значною частотною невизначеністю, безпосереднє знаходження максимуму з виразу (1.3) вимагає значних обчислювальних задач.

Через це представляється доцільним проаналізувати проблеми реалізації «швидких» методів пошуку розглянутого максимуму.

В даний час найбільш широко застосовують два підходи до знаходження максимуму періодограми сигналу.

Перший підхід заснований на використанні методів авто кореляційного аналізу, другий – на використанні алгоритмів дискретного перетворення Фур'є.



Перевага першого підходу складається в відносно прості процедури обчислення. Однак, при малих відношеннях сигнал/шум більш ефективним є методи, побудовані на основі дискретного перетворення Фур'є.

Процедура знаходження максимуму періодограми на основі дискретного перетворення Фур'є включає в себе [12,29,30,31]:

1. Обрахування швидкого перетворення Фур'є (ШПФ)  $N_f$  і знаходження максимуму:

$$m_f = \arg \max_k \{ |I_k| \},$$

$$\text{де } I_k = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f-1} z(t_n) * \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N_f}\right).$$

2. Знаходження максимуму  $I(\nu)$ , найближчого до  $km_f$ , визначення  $\bar{\nu}$  такого, що

$$\bar{\nu} = \arg \max_{\nu} \{ I(\nu) \}.$$

Визначена вище процедура фактично є двоетапною.

Процедуру першого етапу зазвичай приймають як процедуру грубої оцінки. Її точність обмежена ШПФ [12, 31].

Для реалізації другого етапу можна використати ряд методів, які визначаються як методи інтерполяції розрахунків перетворення Фур'є сигналу, що приймається. Ці методи характеризуються достатньою обчислювальною простотою. Однак дисперсія оцінки частоти, яку забезпечують методи інтерполяції при малих співвідношеннях сигнал/шум програє кордону Крамер–Рао.

Тому для реалізації алгоритму оцінки з найбільшою ефективністю в якості процедури другого етапу доцільно використовувати методи пошуку максимуму, які також реалізуються на основі перетворення Фур'є [31,32].

До загального недоліку відомих процедур оцінки, основаних на використанні ШПФ слід віднести те, що їх реалізація потребує первинного накопичення даних для наступного здійснення алгоритму обчислення.

Це надає додаткову затримку в реалізацію процедури оцінки.

В пакетному режимі додаткова затримка є істотним недоліком, так як обмежена довжина преамбули пакета накладає жорсткі обмеження на довго тривалість процедури обробки. Томі цікавість представляють методи оцінки, основані на рекурентних обчислювальних процедурах, які суміщають обробку і накопичення сигналу, що приймається.

Однак дисперсія оцінок, які забезпечують вказані методи, як показано в [34,35] істотно програє кордону Крамера–Рао.

В даний час відомий ряд методів оцінки частоти синусоїдального сигналу, в основі якого лежать рекурентні процедури. Такі наприклад, як метод Писаренко, Метод MUSIK, метод авто регресії [13,20,21,24,30,34,35].

З врахуванням супутникового каналу (велика частотна невизначеність, низька енергетика, наявність заважаючих дій в вигляді гаусівського шуму і завад типу «сусідній канал») і необхідності когерентної обробки сигналу до даного часу є актуальним проблема синхронізації цифрового фазового демодулятора [36,37,38].

При реалізації процедур синхронізації в супутниковому каналі визначальне значення має синхронізація несучій частоті. При цьому завдання розробки алгоритму оцінки несучої частоти ФМ сигналу в когерентних демодуляторах сучасних систем супутникового зв'язку має велике значення.

Завдання дослідження має на суті розробку алгоритму оцінки, що враховують властивості супутникового каналу зв'язку, і проведення за допомогою нього дослідження ефективність запропонованих рішень.

Таким чином, в якості основних напрямків роботи по створенню алгоритму оцінки несучої частоти можна сформулювати наступні:

1. Розробити алгоритм оцінки несучої частоти ФМ сигналу для когерентних демодуляторів супутникових систем зв'язку, який би забезпечив оптимальну чи близьку до оптимальної оцінку.

Для цього необхідно:

- визначити потенційні кордони дисперсій одержаних оцінок;
- розробити алгоритм оцінки несучої частоти ФМ сигналу, що враховує специфіку супутникового каналу зв'язку;
- розробити реалізаційні процедури оцінювання на базі ШПФ, при цьому для пакетного демодулятора запропонувати таку процедуру оцінювання несучої частоти сигналу, що приймається, яка б забезпечувала, з одного боку простоту апаратної реалізації, а з другого боку – оптимальну асимптотичну оцінку.

2. Дослідити ефективність оцінок, одержуваних при використанні запропонованих процедур оцінювання несучої частоти ФМ сигналу, методом комп'ютерного моделювання.

Для цього необхідно:

- розробити імітаційні моделі сигналів і перешкод, що враховує специфіку супутникового каналу зв'язку, включаючи наявність «сусідніх каналів»;
- побудувати залежності одержуваних дисперсій оцінок від відносини сигнал/шум на біт інформації і зіставити отримані дисперсії з потенційними кордонами;
- в процесі моделювання визначити мінімально необхідну довжину інтервалу спостереження, яка б забезпечила необхідну ефективність оцінювання (виконання умови (1.1)) в діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації (від 0 до 12 дБ).

3. Показати реалізованість запропонованих алгоритмів і їх ефективність в діючих ССЗ.

Для цього необхідно:

- показати апаратну реалізацію розроблених процедур оцінювання несучої частоти ФМ сигналу на базі сучасних цифрових сигнальних

процесорів і тим самим показати реалізуємість розроблених процедур в реальному масштабі часу;

- провести стендові випробування запропонованих алгоритмів оцінювання;

- провести натурні випробування апаратури, що використовує запропоновані алгоритми оцінювання несучої частоти Ф М сигналу, в діючій системі супутникового зв'язку.

## **1.2 Аналіз систем відновлення несучої частоти при когерентному прийомі дискретних сигналів**

В сучасних ефективних системах передачі дискретних сигналів використовуються наступні основні методи модуляції [1,2,11, 22]:

- бінарна фазова модуляція (ФМ) (ФМ-2, PSK – phase shift keying) застосовується в системах, де до частотної ефективності не висуваються особливі вимоги;

- багато позиційна ФМ (multilevel PSK), яка дозволяє підвищити частотну ефективність. Найширше використовується чотирьох позиційна ФМ (ФМ-4), яка забезпечує одночасно високу завадостійкість і добре використання смуги частот каналу. Формування сигналів ФМ-4 здійснюється зазвичай в двох квадратурних каналах модуляції (QPSK – quadrature phase shift keying). Також застосовуються системи, що працюють з 8-ми та 16 – ти позиційними сигналами ФМ, які дозволяють підвищити питому швидкість передачі сигналів при пониженні завадостійкості;

- зміщена ФМ-4 (ЗФМ, offset QPSK); різновид ФМ, при формуванні якої послідовності в квадратурних каналах модуляції зміщені в часі на половину тривалості символу. При цьому, в результуючому сигналі відсутні скачки фази на  $180^0$ , що зменшує глибину амплітудної модуляції при проходженні сигналу через вузькосмугові фільтри демодулятора і знижує вплив нелінійного тракту на завадостійкість;

- частотна модуляція з мінімальним частотним зсувом (ММЗ, MSK – minimum shift keying), яка характеризується лінійними зсувами фази. На відміну від ЗФМ, при ММЗ скачки фази не спостерігаються. Відсутність розривів фази забезпечує компактний спектр сигналу;

- амплітудно-фазова модуляція (АФМ, MAPSK – multiple amplitude and phase shift keying), що застосовується в системах з високою питомою швидкістю передачі. В порівнянні з багато позиційними ФМ сигнали АФМ забезпечують більш високу завадостійкість, але вони більше схильні до впливу нелінійних спотворень в каналі. Практичне застосування знайшли ансамблі сигналів 16-ти позиційної АФМ, побудована на основі квадратної сітки. Такий ансамбль легко формується ваговим складенням сигналів ФМ-4 в двох каналах В цьому випадку можливе застосування зміщеної модуляції (offset APSK) і модуляції мінімального зсуву (multi-amplitude MSK).

Синхронний з несучою частотою сигнал, необхідний для когерентної демодуляції, можна передавати по окремому каналу. Однак, з метою більш ефективного використання потужності і смуги частот в багатьох системах виділення опорного коливання здійснюється безпосередньо з сигналу, що приймається. Але, як правило, його спектр не містить на частоті несучого коливання дискретної компоненти і завдання полягає в відновленні несучої частоти (ВНЧ). Виділити несучу частоту можливо нелінійним перетворенням (згорткою) сигналу. В подальшому проводиться фільтрація сигналу системою фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) чи іншим методом.

Основні відомості щодо теорії систем синхронізації опубліковані в монографіях та працях [40-45]. В [46-48] розглянуті аналогові і цифрові системи а також приклади побудови пристроїв ВНЧ в супутникових та інших системах зв'язку. Однак, значна частина питань, що досліджувались в останній час, публікується лише в журнальних працях і тезах виступів на конференціях.

Подальший огляд містить систематизований опис і аналіз систем ВНЧ, що застосовуються в когерентних демодуляторах дискретних сигналів.

### 1.2.1 Методи відновлення несучої частоти

Найбільш загальним підходом, який дозволяє синтезувати пристрої ВНЧ, є використання критерію максимальної подібності (МП) [32,49,50]. Відновлення несучого коливання можна розглядати як завдання оптимального оцінювання фази сигналу при впливі перешкоди  $n(t)$  на інтервалі тривалості символу  $T$  [50]:

$$x_i(t) = \sqrt{2}A \cos(\omega_0 t + \Theta_i + \varphi) + n(t) \quad (1.4)$$

Фаза сигналу  $\Theta_i$  в процесі модуляції приймає рівноймовірно одне з можливих значень  $\Theta_i = i2\pi/M$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ),  $\varphi$  – початкова фаза, яка підлягає оцінці,  $M$  – число позицій сигналу. Максимально правдоподібна оцінка  $\varphi$  формується з врахуванням  $M$  можливих гіпотез про надіслані сигнали  $x_i(t)$ . Така оцінка повинна забезпечити максимум виразу [49,50]:

$$\hat{\Lambda} = \ln \frac{C}{M} \sum_{i=1}^M \exp \frac{1}{2N_0} [a(\hat{\varphi}) \cos \Theta_i + b(\hat{\varphi}) \sin \Theta_i] \quad (1.5)$$

При умові, що  $n(t)$  – білий гаусівський шум з односторонньою спектральною щільністю  $N_0$ . Тут  $a(\hat{\varphi})$  і  $b(\hat{\varphi})$  – сигнали на входах когерентних узгоджених фільтрів УФ1 та УФ2 (Рис.1.3) [49,50]:

$$\begin{aligned} a(\hat{\varphi}) &= \int_0^T x(t) \sqrt{2}A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) dt \\ b(\hat{\varphi}) &= \int_0^T x(t) \sqrt{2}A \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}) dt \end{aligned} \quad (1.6)$$

Для сигналу ФМ-4 [49,50]:

$$\hat{\Lambda} = \ln \frac{C_1}{4} \left[ ch \frac{\sqrt{2}}{2N_0} a(\hat{\varphi}) ch \frac{\sqrt{2}}{2N_0} b(\hat{\varphi}) \right] \quad (1.7)$$

із рівняння знаходження оцінки буде мати вигляд:

$$\frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial \hat{\varphi}} = C \left[ th \frac{\sqrt{2}}{2N_0} a(\hat{\varphi}) \frac{da(\hat{\varphi})}{d\hat{\varphi}} + th \frac{\sqrt{2}}{2N_0} b(\hat{\varphi}) \frac{db(\hat{\varphi})}{d\hat{\varphi}} \right] = 0 \quad (1.8)$$

Схема пристрою, що формує оцінку фази  $\hat{\varphi}$  в відповідності до цього виразу, подана на Рис.1.2 [45].

Значення  $a(\hat{\varphi})$  і  $b(\hat{\varphi})$  формуються узгодженими фільтрами  $C\Phi_1$  та  $C\Phi_2$ . В подальшому, в відповідності з алгоритмом (1.8) сигнали перемножуються і через інерційний фільтр петлі (ФП) подаються на вхід генератора, що підстроюється (ПГ). В випадку бінарної ФМ в виразах (1.7) та (5)  $a(\hat{\varphi}) = 0$ . При цьому один з каналів схеми (Рис.1.2) відключається. Аналогічно можна отримати схеми для систем з багато позиційною ФМ. Необхідно відмітити [42,49,50], що дані системи будуть оптимальні і по критерію мінімуму дисперсії фази виділеної несучої частоти.

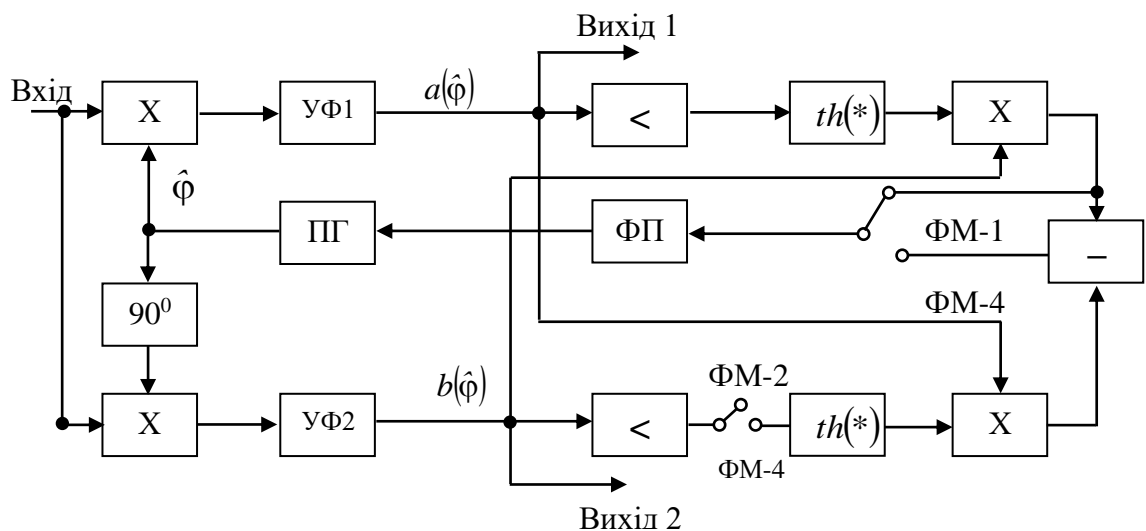


Рис.1.2 Оптимальна схема відновлення несучої частоти ФМ сигналу

Наявність нелінійного перетворення типу гіперболічного тангенса затрудняє реалізацію оптимальних пристроїв. Здійснивши розклад експоненти в виразі (1.5) в стачний ряд, рівняння для оцінки фази можна привести до виду [49,50]:

$$\frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial \hat{\phi}} = \frac{M^2}{2^{M-1}} \sum_{k=1}^M (-1)^{(k-1)/2} C_M^k a^{M-k}(\hat{\phi}) b^M(\hat{\phi}) = 0 \quad (1.9)$$

де  $k$  – непарні;

$C_M^k$  – біноміальний коефіцієнт.

Очевидно, що системи, побудовані відповідно виразу (1.9) асимптотично оптимальні при  $q \rightarrow 0$  ( $q$  – співвідношення сигнал/шум), оскільки при розкладі експоненти обмежуються першими членами ряду. Зокрема, при  $M = 4$ , отримаємо:

$$\frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial \hat{\phi}} = a^3(\hat{\phi})b(\hat{\phi}) - a(\hat{\phi})b^3(\hat{\phi}) = 0 \quad (1.10)$$

Структурна схема, що реалізує рівняння (1.10), повинна будуватися при умові квазіоптимальності при малому співвідношенні сигнал/шум. Відомі пристрої з кращими характеристиками при кінцевій величині  $q$ . Один з методів покращання завадостійкості полягає в використанні правила [51, 52]:

$$\max_i \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \int_{IT}^{(t+1)T} [2x(t)S_i(t, \hat{\phi}) - S_i^2(t, \hat{\phi})] dt \right\} \quad (1.11)$$

де  $S_i(t, \hat{\phi})$  – сигнал, що передається.



Відповідно (1.11) на першому етапі визначається найбільш правдоподібний інформаційний символ а потім уточнюється оцінка фази несучого коливання. Якщо  $\Theta_i$  – фаза сигналу, що максимізує вираз (1.11) і відношення сигнал/шум велике, то

$$\frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial \hat{\phi}} \frac{2A}{N_0} \int_{iT}^{(l+1)T} x(t) \sqrt{2} \cos(\omega_0 + \Theta_i + \hat{\phi}) dt = 0 \quad (1.12)$$

Схема пристрою, що реалізує рівняння (1.12), повинна включати генератор, що підстроюється, фазовий модулятор та вирішуючий пристрій. Коливання генератора, що підстроюється (ПГ) модулюється в фазовому модуляторі (ФМ) рішенням про символ, що передається та отриманий з виходу вирішуючого пристрою (РУ)

В подальшому проводиться порівняння фаз вихідного сигналу ФМ з затриманим по часу обробки в РУ вхідним сигналом і підлаштуванням фази ПГ сигналом фазової помилки.

Недоліком даного методу є необхідність затримки сигналу, однак, якщо в якості оцінки символу, що приймається використовувати тільки знак сигналу на виході перемножника, то затримку можна не вводити. При цьому можемо отримати відому систему з регенерацією сигналу. Очевидно, що модифікований таким чином пристрій ВНЧ буде мати гірші характеристики. Оцінки ступені погіршення буде дана нижче.

Нелінійність, що міститься в пристрої оптимального оцінювача при великих значеннях аргументів, можна апроксимувати знаковою функцією  $\text{th}x = \text{sign}x$ . А при малих – першими членами розкладу функції  $\text{th}x$  в ряд. Якщо для системи з бінарною ФМ достатньо першого члена ряду  $\text{th}x = \text{sign}x$ , то для системи з ФМ-4 необхідно враховувати другий член ряду  $\text{th}x = x - x^3/3$ . В іншому випадку, сигнал неузгодженості фаз буде рівний нулю при будь-якій фазовій помилці. Очевидно, що така апроксимація забезпечить

характеристики, близькі до оптимальних для крайніх випадків  $q \rightarrow 0$  та  $q \rightarrow \infty$ . По всьому діапазону змін відношення сигнал/шум найкращим приближенням до не лінійності  $th^{(*)}$  являється амплітудна характеристика підсилювача з м'яким режимом обмеження [22,52], що забезпечує показники, близькі до оптимальних.

Ряд способів ВНЧ, що знайшли практичне використання, заснований безпосередньо на нелінійному перетворенні ФМ сигналу. Одним з перших був спосіб перемноження частоти, яким може бути реалізований шляхом зведення сигналу, що приймається в  $m$ -ту ступінь. Складова спектру сигналу на виході нелінійності з частотою  $m f_0$  ( $f_0$  – частота несучого коливання) виділяється вузькосмуговим фільтром з смугою  $B_2$ . Крім того, в спектрі присутні продукти биття сигналу з складовими шум. Обумовленим ними зменшення відношення сигнал/шум для сигналу ФМ-4 можна апроксимувати виразом [54].

$$\Theta_{III} = \frac{1}{1 + 4,5 h_1^{-2} + 6 h_1^{-4} + 1,5 h_1^{-6}} \quad (1.13)$$

де  $h_1^2 = \frac{P_N}{N_0 B_1}$  співвідношення сигнал/шум на вході нелінійного пристрою зведення в ступінь;

$P_N$  – потужність не модульованої несучої частоти ФМ сигналу,  $B_1$  – смуга фільтру ПФ<sub>1</sub>. Втрати, що визначаються коефіцієнтом  $\Theta_{III}$  непереборні, але можуть бути знижені оптимізацією смуги  $B_1$ , величина якої залежить від форми ФМ сигналу, що передається. Окрім шумів в смузі пропускання фільтру ПФ<sub>2</sub> можуть знаходитись складові, що обумовлені модуляцією. Однак в [55,56] визначено, що мінімум спектру цих складових розташований на частоті  $4 f_0$  а максимум – при розкладі від центральної частоти, приблизно рівної швидкості маніпулювання. Відношення

сигнал/шум після фільтрації вузькосмуговим фільтром визначається виразом [54]:

$$h_2^2 = Q_{III} \frac{P}{N_0 B_2} \quad (1.14)$$

Розрахунки та результати моделювання приведені в [10].

З збільшенням числа фаз сигналу  $m$  відповідно збільшується порядок нелінійності, що використовується для ВНЧ. Роста і інтенсивність складових шуму, а відношення сигнал/шум на виході нелінійності падає. Також підвищується відносна доля флуктуацій фази відновленої несучої частоти., що обумовлена модуляцією інформаційним сигналом.

Подана вище апроксимація нелінійності  $th^{(*)}$  для низьких відношень сигнал/шум реалізується в звичайній схемі Костаса, вперше запропонованої для синхронного прийому АМ сигналу [40,48,57]. Її відмінність від конфігурації пристрою ВНЧ, приведеного на Рис.1.2 полягає в заміні узгоджених фільтрів в каналах на фільтри низьких частот (НЧ). Для схеми с багатократною ФМ схема Костаса є простим узагальненим випадком  $m = 2$ . Аналіз пристроїв такого типу [38, 51, 58-61] показує, що, якщо передаточні функції низькочастотного еквіваленту фільтру, що передує помножувачу частоти і ФНЧ в каналах співпадають, то схема Костаса і схема з зведенням сигналу в ступінь описуються однаковими інтегро диференціальними рівняннями і мають однакові характеристики. Умови вибору між цими пристроями обумовлюються практичними міркуваннями. На високій частоті унеможливлене  $m$  кратне помноження частоти, тоді, як в схемі Костаса формування сигналу фазової помилки для керування ПГ здійснюється в смузі модулюючих частот. Однак, наявність перемножувала в петлі Костаса, що працює в режимі помноження сигналів з постійними складовими є складною перешкодою при реалізації таких схем. Одне з рішень цієї проблеми, можливе при включенні в синфазний канал для (ФМ-2) жорсткого

обмеження з нульовим порогом і малим дрейфом кута. В системі з ФМ-4 обмежувачі повинні бути включені в кожний з квадратурних каналів. Сигнал помилки тут утворюється згідно алгоритму [51,52].

$$e(t) = x \operatorname{sgn} y - y \operatorname{sgn} x \quad (1.15)$$

де  $x = A \sin\left[(2k-1)\frac{\pi}{4} + \varphi\right]$ ,  $y = A \cos\left[(2k-1)\frac{\pi}{4} + \varphi\right]$  – сигнали в каналах схеми.

Очевидно, що, якщо на враховувати відсутність узгоджених фільтрів, оцінка фази несучого коливання, отримана в даних системах, буде оптимальною по критерію МП при великих співвідношеннях сигнал/шум [49, 51]. Реалізована в відповідності з виразом (1.15) система ВНЧ описана в [40,41]. В [40] розглянуто використання аналогічних схем в системах ФМ-8. поруч з звичайною схемою подана її модифікація, в якій частина операцій над сигналом здійснюється в цифровому вигляді. В поданій в [62] схемі для формування сигналу фазової помилки використовуються сигнали з виходів рішаючі пристроїв, які одночасно визначають знаки символів, що передаються. Якщо врахувати, що на виході обмежувача також визначаються знаки символу, то очевидна аналогія зі схемою, побудованою згідно алгоритму (1.12). Крім того, в [62] показано, що характеристики системи з використанням рішень про сигнали, що передаються ідентичні характеристикам схеми з регенерацією фази. Данні виводи справедливі тільки в випадку однакових характеристик низькочастотних еквівалентів фільтрів, які здійснюють основну фільтрацію сигналу, що приймається.

Аналіз схем системи ВНЧ з регенерацією сигналу показує що оцінка символів, які передаються використовуються в схемах ВНЧ для формування копій сигналів. Вказані копії приймаються на частоті опорного генератора і потім порівнюються з вхідним сигналом для визначення різності фаз несучого і опорного коливання. З цією ж метою можливе інше застосування оцінок – для знання модуляції сигналу, що приймається [38, 51, 54, 58]. Для

чого вхідний ФМ сигнал модулюється інформаційним сигналом з виходів рішаючих пристроїв з взятими зворотними знаками (схеми з ремодуляцією чи з реверсною модуляцією). Теоретично, в ідеальних умовах системи з регенерацією сигналу і ремодуляцією мають однакові характеристики [54,58]. Вибір схеми диктується умовами роботи.

В реальних системах зв'язку на вхід ремодулятора подається фільтрований ФМ сигнал. Обмеження смуги приводить до плавних змін фази, порівняння яких з стрибкоподібними змінами рішень про символи, що передаються дає більшу фазову помилку. Цей недолік також має місце в системах з регенерацією, оскільки зміни фази регенерованого сигналу також стрибкоподібні. Для зменшення впливу подібних помилок фільтр повинен бути достатньо широкосмуговим, що знову приводить до збільшення дисперсії фази опорного колювання за рахунок зростання рівня шуму в системі ВНЧ. Однак в системі з регенерацією фазову помилку можна зменшити не розширюючи смугу прийомного фільтру якщо в ланцюгу відновленого сигналу встановити фільтр з характеристикою, що повторює характеристику вхідного фільтра [54, 63]. Закони зміни фаз порівнюваних вхідного і регенерованого сигналів при цьому будуть однакові. В високошвидкісних системах зв'язку на точність реалізації алгоритмів регенерації і ремодуляції сигналів чинять вплив невідворотні затримки сигналів в елементах схем. Від цих недоліків вільна система з взведенням в ступінь, якщо цю операцію здійснювати по відео частоті [54,58].

Фільтрація несучої частоти, виділеної одним з розглянутих вище методів, можна проводити не тільки за допомогою системи ФАПЧ, але і звичайним вузькосмуговим фільтром [64,65] та іншими. Однак через подавлення сигналу шумами і наявності спектральних складових, обумовлених маніпуляцією фази сигналу, до вибіркової таких фільтрів пред'являють жорсткі вимоги. Це приводить до великої крутизни фазових характеристик, такої що незначні відхилення частоти несучого колювання від номінального значення викликають великі відхилення фази. Це являється

причиною пониження рівня продетектованого сигналу і появи квадратури перешкод. Застосування ФАПЧ, як стежучого фільтру дозволяє зменшити фазову помилку, але й може привести до хибних захватів, а при звуженні смуги і до збільшення часту входження в синхронізм. Визначальну перевагу по швидкості входження в синхронізм має схема ВНЧ з регенерацією сигналу і їй подібні, оскільки крутизна узагальненої фазової характеристики  $g(\varphi)$ , що відповідає нестійкій точці, в них значно більше. Для стійкої точки ділянки кривої  $g(\varphi)$  для всіх систем ВНЧ приблизно однакові.

При розробці систем ВНЧ з використанням ФАПЧ проектувальники часто стикаються з протиріччям між фільтруючою властивістю системи і можливістю роботи при великих нестабільностях несучої частоти сигналу і генератора, що підлаштовується. Одним з способів рішення цієї проблеми є використання вузькосмугової схеми ФАПЧ з примусовим введенням її в синхронізм за допомогою сигналу, який забезпечується генератором розгортки чи іншим методом. Можливе також застосування багато петельних систем ФАПЧ.

Система фазової автопідстройки, що використовується для фільтрації несучої частоти в принципі є нелінійною, тому потребує при аналізі застосування нелінійної теорії синхронізації. Однак, виходячи з потреб, що висуваються до систем ВНЧ – забезпечення малої фазової помилки, справедливе приближення  $\sin \varphi = \varphi$ , яке дозволяє описати схему ФАПЧ лінійним рівнянням. Лінійна модель системи достатньо повно розглянута в [51, 52] і інших. На її основі можна визначити деякі якісні показники систем ВНЧ. Приймавши до уваги, що фазова помилка обумовлена флуктуаційною перешкодою, а дисперсія фази, що характеризує фазовий джиттер виділеного опорного колювання, визначається виразом:

$$\sigma_{\varphi}^2 = 1/h_L^2 \quad (1.15)$$

де  $h_L^2$  – відношення потужності сигналу до потужності шуму в смузі ФАПЧ.

Так, відповідно [55,66,67], в системах з ФМ-2 при великому рівні шуму програш по величині дисперсії по відношенню до оптимального пристрою оцінки фази, виконаному відповідно виразу (1.10), складає: для систем, що використовують алгоритм оцінки (1.12), – 2 дБ; з регенерацією фази сигналу – 5,6 дБ; для схеми Костаса з фільтрами, що забезпечують мінімум дисперсії фази, – 1,8 дБ, для схеми Костаса з фільтрами з прямокутною характеристикою – 3 дБ. З приведених в [65,66,67] результатів видно, що модуляція вхідного сигналу сприяє збільшенню дисперсії фази. Так в системах ФМ-2 фіксоване значення дисперсії фази  $\sigma_\phi^2 = 0,01$  забезпечується при відношенні сигнал/шум для оптимальної по критерію (1.8) системи ВЧ на 1 дБ; в системі, побудованій по критерію (1.12), на 1.4 дБ; в схемах Костаса і з возведенням сигналу в ступінь, на 2 дБ більше в порівнянні з випадком виділення не модульованої несучої частоти.

### 1.2.2 Завадостійкість систем виділення несучої частоти

Основним критерієм якості роботи систем передачі дискретних повідомлень є ймовірність помилки. При її розрахунку з врахуванням неідеальності сформованого опорного колювання визначають умовну ймовірність помилки  $P_0(\phi)$  при фіксованому значенні фазової помилки  $\phi$  і потім усереднюють її по можливим значенням фаз, тобто ймовірність помилки [49,62,66,67,68]:

$$P_0 = \int_{\psi_1}^{\psi_2} P_0(\phi) W(\phi) d\phi \quad (1.17)$$

де  $\psi_1$  та  $\psi_2$  – кутові координати області правильного прийому сигналу  $w(\varphi)$  – щільність ймовірності фазової помилки. Найбільш просто умовна ймовірність  $P_0(\varphi)$  знаходиться для сигналів з прямокутною конфігурацією областей. Наприклад, для АФМ при розташуванні сигнальних точок в вузлах квадратної сітки [54,66,69].

$$P_0(\varphi) = \frac{4}{k^2} \sum_j \sum_l Q\{h[l + (1-l)\cos\varphi - j\sin\varphi]\} - \frac{4}{M^2} \sum_k^* \sum_l Q\{h[l + (1-l)\cos\varphi + (k-1)\sin\varphi]\} * Q\{h[k + (1-k)\cos\varphi + (1-k)\sin\varphi]\} \quad (1.18)$$

де  $h = \delta/\sigma$  – відношення сигнал/шум;  $\sigma^2$  – дисперсія шуму;  $\delta$  – половина відстані між найближчими сигналами ансамблю;  $k, l = 0, \pm 2, \dots, \pm(K-1), i, j = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(K-1); M = k^2$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$$

Для системи з зміщеною АФМ вираз для  $P_0(\varphi)$  подано в [69]. При розрахунку завадостійкості при багатопозиційній ФМ умовну ймовірність помилки зручніше знаходити, використовуючи представлення областей сигналів в полярних координатах [49,69].

$$P_0(\varphi) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp[-(u - q\cos\varphi)^2] \left\{ \int_{-utg\frac{\pi}{M}}^{utg\frac{\pi}{M}} \exp[-(v - q\sin\varphi)^2] dv \right\} du \quad (1.19)$$

$$\text{де } q = \frac{E}{N_0}$$

Щільність ймовірності фазової помилки  $w(\varphi)$  залежить від типу системи фільтрації несучої частоти і відношення сигнал/шум на її вході, яке, в свою



чергу, визначається способом зв'язки ФМ сигналу. Якщо смуга на вході системи ВНЧ більш широка смуги схеми фільтрації, то  $w(\varphi)$  можна визначити на основі рішення рівняння Фоккера-Планка. В аналітичному вигляді щільність розподілу фазової помилки можна отримати лише для деяких пристроїв ВНЧ, що використовують схеми ФАПЧ першого і другого порядку. Так, для систем з багато позиційної ФМ, що використовують для згортки сигналу нелінійну операцію взведення в ступінь чи петлю Костаса, в [47,48] подано в загальному вигляді вираз для розподілу  $w(\varphi)$ . При застосуванні для відновлення несучої частоти рішень щодо символу, що передається через корильованості шумових складових на виходах рішачих пристроїв обмежуються тільки виводом інтегродиференціального рівняння. Для сигналів прямокутної сітки, АФМ і, особливо для ФМ-4 шуми не корельовано і щільність ймовірності можна визначити через інтеграл [69, 70] (ФАПЧ першого порядку)

$$W(\varphi) = C \exp \left[ - \int_0^{\varphi} \frac{\alpha g(x) - h'(x)}{h(x)} dx \right] \quad (1.20)$$

де  $C$  – нормовочний коефіцієнт;  $\alpha$  – відношення сигнал/шум в системі ВНЧ;  $g(x)$  та  $h(x)$  – узагальнені фазова та шумова характеристики системи відповідно. Аналогічні результати для системи з регенерацією сигналу приведені в [40,41,71,72,75]. Можна використовувати приближений опис розподілу фазової помилки [55,73]. Вид апроксимації визначається потрібною точністю і умовами роботи.

В більшості робіт аналізується система ВНЧ в каналах з сигналами однократної та двократної ФМ і перешкодою типу білого шуму. Наприклад, в [54,63,67,74] розглядається система з ФМ-4, що використовує для виділення несучої частоти операцію взведення сигналу в четверту ступінь. З метою полегшення аналізу її перешкодостійкості приймається, що вхідний фільтр має прямокутну характеристику та достатньо широку смугу, яка дозволяє не

приймати до уваги вплив меж символної інтерференції. Фільтрація несучої частоти здійснюється системою ФАПЧ першого порядку, для якої:

$$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(q_L)} \exp(q_L \cos \varphi) \quad (1.21)$$

Де  $I_0^{(*)}$  – модифікована функція Бесселя нульового порядку;  $q_L$  – відношення сигнал/шум в петлі ФАПЧ, що визначається через  $q = E/N_0$  за допомогою коефіцієнта  $\Theta_L = q_L/q$ , який враховує зміни відношення сигнал/шум в системі ВЧ. При  $\Theta_L \geq 5$  дБ втрати за рахунок схеми формування опорного коливання на перевищують 0.2 дБ. Тут подані співвідношення між відношенням сигнал/шум на вході системи і параметрами системи, що забезпечують  $\Theta_L = 5$ . Аналогічна система ВЧ, що використовує для фільтрації вхідного сигналу фільтр Баттерворта першого порядку і ФАПЧ з фільтром в петлі, що має передавальну функцію:

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p},$$

розглянута в [66,67,75,76]. Розрахункові помилки, проведені для значень  $\tau_2/\tau_1 = 0.02$  і  $a = 10, a = 1000, (a = B/B_L), y = 10; 5; 10; 20; 50; 10, (y = 1/B_L T)$  показали, що з ростом відношення сигнал/шум ймовірність помилки знижується. І в діапазоні від 2 до 9-11 дБ практично для всіх розрахунків має значення від  $5 \times 10^{-2}$  до  $1 \times 10^{-4}$ . Для порівняння, розрахована залежність ймовірності помилки при умові ідеального відновлення опорного коливання в вказаних діапазонах співвідношення сигнал/шум має значення  $1 \times 10^{-4}$ . Очевидно, що втрати, які обумовлені розширенням смуги прийомного фільтру, можна усунути звуженням смуги ФАПЧ. Так, при  $P_0 = 10^{-3}$  вплив

шумів при збільшенні смуги фільтру  $B_i$  в 100 раз компенсується п'ятикратним звуженням смуги ФАПЧ. Порівнюючи з результатами, що подані в [66,75] можна показати, що при тому ж значенні  $P_0=10^{-3}$  збільшення порядку системи ФАПЧ дозволяє працювати в каналі з рівнем шуму приблизно в 50 разів більшим при втратах, що не перевищують 0.2 дБ. Для системи з сигналом квадратної сітки з використанням для відновлення несучої частоти рішень про передані символи ймовірність помилки визначена для частого випадку  $M=16$  [66,75]. З поданих результатів розрахунків видно, що при  $a=50$  втрати в порівнянні з системою з ідеальним опорним коливанням незначні, а при  $a=10$  досягають близько 0.5 дБ при  $P_0 \leq 10^{-2}$ . Для зміщеної АФМ вони практично дорівнюють нулю при  $a=10$  і приблизно 0.6 дБ при  $a=5$  [66,75]. Очевидно, що застосування зміщеної АФМ дозволяє вдвоє розширити шумову смугу системи, тобто забезпечити кращі динамічні характеристики. Розглянувши ФМ-4 як окремий випадок, легко показати, що крім двійного розширення смуги за рахунок використання ЗФМ [67,75] можна розширити смугу ФАПЧ в 2.5 – 3 рази ( $P_0=10^{-3}$ ) в порівнянні з системою, що використовує взведення сигналу в ступінь [62,66,70].

Щільність ймовірності фази часто важко отримати в аналітичній формі з врахуванням фільтрації в каналі і структури схеми ВЧЧ навіть в найпростішому випадку ФАПЧ першого порядку. Тому в ряді випадків обмежуються розрахунком залежності ймовірності помилки від величини  $E_s/N_0$  при фіксованому значенні сигнал/шум  $q_L$  в петлі ФАПЧ. По розрахованому таким чином сімейству кривих і заданим втратам можна визначити необхідне значення  $q_L$  і, з врахуванням енергетичних співвідношень в каналі, параметри схеми виділення несучої частоти і ФАПЧ. Розрахунок певних залежностей подано в [46,55,56,66] для систем з ФМ-2, ФМ-4 і ЗФМ, що використовують ФАПЧ першого порядку.

Для системи ФМ-2 при фіксованому значенні  $q_L$  (від 7 до 16 дБ) розрахунок ймовірності помилки в залежності від співвідношення сигнал/шум в діапазоні від 5 до 14 дБ може прийняти значення від  $7 \times 10^{-2}$  ( $q_L = 7$  дБ) до  $1 \times 10^{-5}$  ( $q_L = 16$  дБ).

Для системи ФМ-4 при фіксованому значенні  $q_L$  (від 15 до 23 дБ) розрахунок ймовірності помилки в залежності від співвідношення сигнал/шум в діапазоні від 5 до 12 дБ може прийняти значення від  $7 \times 10^{-3}$  ( $q_L = 15$  дБ) до  $1 \times 10^{-5}$  ( $q_L = 23$  дБ).

Для системи ЗФМ при фіксованому значенні  $q_L$  (від 15 до 27 дБ) розрахунок ймовірності помилки в залежності від співвідношення сигнал/шум в діапазоні від 5 до 10 дБ може прийняти значення від  $7 \times 10^{-3}$  ( $q_L = 15$  дБ) до  $2 \times 10^{-5}$  ( $q_L = 27$  дБ).

Для систем з ФМ-4 величина необхідного відношення сигнал/шум в петлі ФАПЧ збільшується, оскільки фазова помилка, крім зменшення рівня корисного сигналу, приводить для квадратурних переходів. Зменшення рівня перехідних перешкод досягається застосуванням ЗФМ і ММЗ. Для сигналів ММЗ дані ймовірності помилки, обраховані в [66,70,73] при умові точного формування огибаючих сигналів в демодуляторі, показали наступне. При фіксованому значенні  $q_L$  (від 11 до 19 дБ) розрахунок ймовірності помилки в залежності від співвідношення сигнал/шум в діапазоні від 5 до 10 дБ може прийняти значення від  $9 \times 10^{-3}$  ( $q_L = 11$  дБ) до  $2 \times 10^{-5}$  ( $q_L = 19$  дБ).

Взаємозв'язок між відношенням сигнал/шум в петлі ФАПЧ, енергетичними втратами і необхідною достовірністю показали наступне.

Для ФМ-2, ММЗ, ЗФМ та ФМ-4 розраховані для двох значень  $P_0 = 10^{-5}$  і  $P_0 = 10^{-3}$  енергетичні втрати в середньому знижуються відповідно від 2.0 Дб до 0,05 Дб в залежності від  $q_L$  в діапазоні від 15 до 35 дБ.

Залежність потрібного відношення сигнал/шум в кільці ФАПЧ отримані при умові, що втрати за рахунок системи будуть  $\Theta_L = 0.2$  дБ і

$\Theta_L = 0.05$  дБ показали ріст від в середньому на 10 відсотків в діапазоні ймовірності від  $1 \times 10^{-3}$  до  $1 \times 10^{-5}$ .

Застосування для виділення несучої частоти нелінійних операцій над вхідним сигналом приводить до появи на вході системи фільтрації додаткових перешкод типу помноження « $s \times h$ ». Крім того, поява при такій фільтрації амплітудної модуляції зменшує рівень виділення несучої частоти. Ці фактори можна врахувати за допомогою коефіцієнта, який показує ступінь погіршення відношення сигнал/шум в схемі ФАПЧ [68,7074,76]

$$h_L = h_L' \Theta_L, \quad (1.22)$$

де  $h_L' = P/N_0 B_L$  – відношення сигнал/шум в схемі фільтрації не модульованої несучої;  $\Theta_L$  – коефіцієнт подавлення.

Вище відмічалось, що оптимальна по критерію МП система ВНЧ при малих відношеннях сигнал/шум апроксимується петлею Костаса, а при великих – петлею Костаса з жорстким обмеженням. Обрахування для обох наближених втрат  $\Theta_L$  показали, наступне [47,48,66,73]. До значення  $h^2 = 1.5$  дБ кращі показники має петля Костаса без обмежень сигналу, при  $h^2 > -1.5$  дБ петля з жорстким обмеженням. По відношенню до оптимальної системи втрати в точці  $h^2 = -1.5$  дБ біля 0.5 дБ. Для систем з сигналом ФМ-4 залежності аналогічні, однак втрати в цій же точці більше, біля 1.5 дБ [67,76].

В реальних схемах ВНЧ замість узгоджених фільтрів в каналах схеми Костаса часто застосовують фільтр Баттерворта. Природньо, що це приводить до погіршення характеристик системи. Результати аналізу [66,77,78] показують, що криві втрат, як функції відношення смуги фільтра до швидкості передачі  $\lambda = B_i/R = B_i T$  мають мінімум при  $\lambda_{opt}$ . При менших  $\lambda$  втрати швидко ростуть, що обумовлене спотворенням форми сигналу при фільтрації. При  $\lambda > \lambda_{opt}$  ріст втрат визначається збільшенням рівня шуму.

Необхідно відмітити, що збільшення порядку фільтру не приводить до помітного виграшу в завадостійкості. Так, при  $h^2 = -2$  дБ втрати при застосуванні двохполосного фільтру зменшаться всього на 0.51 дБ в порівнянні з однополосним фільтром, а для ідеального ФНЧ на 0.66 дБ при  $\lambda_{opt}$ . Залежності  $\lambda_{opt}$  від відношення сигнал/шум в каналі показали ріст оптимального значення смуги фільтру від енергетики каналу для всіх реалізацій схеми Костаса. Аналіз втрат  $\Theta_L$  в схемі Костаса з жорстким обмеженням достатньо складний, тому розглядаються за звичай граничні випадки чи малого чи великого відношення сигнал/шум. При великих шумах включення обмеження приводить до збільшення втрат. Як і для системи без обмежень, спостерігається слабо виражений мінімум при визначеному значенні  $\lambda = \lambda_{opt}$ .

В ряді випадків для звуження області хибних захватів фільтр в квадратурному каналі схеми Костаса видаляють [47,48,54,66], що, природно збільшує втрати. Наприклад при  $h^2 = 4$  дБ вони збільшуються на 2 дБ при  $\lambda = \lambda_{opt}$ . Оптимальне значення  $\lambda$  для такої модифікації петлі без обмежень і з жорсткими обмеженнями збільшується при підвищенні енергетики каналу. Розрахунки  $\lambda_{opt} = f(h^2)$  проведено для двох випадків: коли вхідний потік даних

$$d(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_{kp}(t - kT)$$

Описано функцією

$$p_1(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq T \\ 0, \text{ в інших випадках,} \end{cases} \quad (1.23)$$

Петля без обмежень

$$p_2(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq T/2 \\ -1, T/2 < t \leq T \\ 0, \text{ в інших випадках} \end{cases} \quad (1.24)$$

Петля з обмеженнями.

При виділенні несучої частоти з сигналу  $M$  – позиційної ФМ росте число додаткових завад, оскільки збільшення числа заважаючих складових  $S^{M-r}$  ( $r = 1, 2, 3, \dots, M-1$ ). При взведенні сигналу в  $M$  – ту ступінь втрати визначаються виразом [54,66]:

$$\Theta_L = 1 + \sum_{r=0}^M \left( \frac{C_M^r}{\|M\|} \right)^2 \frac{(M-r)! 2^r}{p^{M-1-r} N_0^{-\infty}} \int R_M^{M-r}(\tau) d\tau \quad (1.25)$$

де  $R_M(\tau)$  – кореляційна функція фільтрованого шуму. Данні розрахунку  $\Theta_L$  при фільтрації сигналу одно смуговим і ідеальним фільтрами проведені для  $M=2$ ,  $M=4$  і  $M=8$  показали наступне. При великих шумах втрати різко збільшуються, що узгоджується з даними перешкодостійкості.

Як було вище сказано, обмеження спектру ФМ сигналу в каналі є причиною зменшення рівня сигналу на вході системи ФАПЧ. Ступінь придушення сигналу (в децибелах), що визначена в [66] шляхом спектрального аналізу сигналу на виході схем з взведенням сигналу в ступінь  $i$  з ремодуляцією в припущенні, що при фільтрації огинаюча сигналу отримує трапецеїдальну форму, що подана в Табл.1.1

Таблиця 1.1

Методи модуляції при $B_i T$ , рівному	ФМ-2			ФМ-4		
	1.0	1.5	2.0	1.0	1.5	2.0
Придушення сигналу, дБ.						
Схема з взведенням	- 4.08	- 2.5	- 1.8	- 10.1	- 5.3	- 3.5

Схема з ремодуляцією	- 2.5	- 1.58	- 1.15	- 8.5	- 4.6	- 3.25
----------------------	-------	--------	--------	-------	-------	--------

На частотах, кратних швидкості передачі, за рахунок спотвореної форми сигналу з'являються складові, які при певних умовах можуть привести до хибного синхронізму. Розрахунок значення відносних рівнів (в децибелах) цих складових на частотах  $f_0 \pm 1/T$  подано в Табл.1.2. Очевидні переваги схеми з ремодуляцією, оскільки в ній рівень несучої частоти вище і складові на частотах  $f_0 \pm 1/T$  слабше. Дані висновки справедливі і для систем з регенерацією сигналу.

Таблиця 1.2

Методи модуляції при $B_i T$ , рівному	ФМ-2			ФМ-4		
	1.0	1.5	2.0	1.0	1.5	2.0
	Відносні рівні бокових складових, дБ.					
Схема з взведенням	- 12.9	- 12.5	- 13.8	- 11.7	- 11.2	- 14.7
Схема з ремодуляцією	- 19.8	- 18.8	- 19.9	- 22.5	- 17.2	- 15.8

Параметри схеми ФАПЧ залежать від амплітуди вхідного сигналу. Тому в каналах з великою зміною рівня сигналу чи з паразитною АМ перед системою ВНЧ часто включають амплітудний обмежувач. Важним параметром таких систем є величина  $D$ , яка показує, в скільки разів зміниться відношення сигналу фазової помилки помилка/шум. Результати розрахунку її для системи ВНЧ з взведенням сигналу в ступінь з обмеженням рівня вхідного сигналу і без нього проведені для сигналу ФМ-2, ФМ-4 і немодульованої несучої частоти показали наступне. При  $h^2 < 3$  дБ амплітудний обмежувач погіршує характеристики завадостійкості, що обумовлюється ефектом подавлення сигналу шумами. Однак, при  $h^2 > 3$  дБ система з обмежувачем забезпечує кращі енергетичні співвідношення на вході схеми фільтрації. Покращання пояснюється тим, що складові перешкоди, синфазні з сигналом, також обмежуються так, що результуюча дія шуму проявляється слабкіше.



Основні характеристики систем ВНЧ: смуга синхронізму, час входження в синхронізм, відношення сигнал/шум в системі визначаються узагальненими фазовими і шумовими характеристиками, від яких для деяких систем подано в [60,61,66,71,72] і інших. Відомо, що узагальнена фазова характеристика  $g(\varphi)$  визначає смугу синхронізації і час входження в нього. Наявність шуму зменшує її крутизну і область стійкої і нестійкої роботи системи [67, 68], відповідно звужуючи діапазон синхронізму і збільшуючи час входження в нього. Для систем з багаторівневими сигналами ( АФМ) [8,66] вид кривих  $g(\varphi)$  змінюється. З'являються точки стійкого синхронізму, що відповідають значенню фазової помилки  $\varphi$ , при якій вектор сигналу переходить з однієї сигнальної області в іншу. В певних умовах це може привести до хибного захвату. При збільшенні рівня шумів фазова характеристика згладжується. Ділянка хибного синхронізму стає меншою чи зникає. Однак рос шумів збільшуй ймовірність зриву синхронізму. Більшість результатів по дослідженню зриву отримані експериментально чи моделюванням. Так в [60,61,66] дослідним шляхом встановлено, що зрив синхронізму в петлі Костаса спостерігається при  $q=-2$ . Моделювання цієї ж схеми [61] показало, що прослизання п'яти циклів на десять біт інформації, що визначається як початок зриву, спостерігається при відношенні сигнал/шум  $q=-9$  дБ. Використання жорсткого обмеження в синфазному каналі петлі Костаса покращує характеристики. При  $q=-11$  відмічалось всього лише чотири прослизання циклів на 800 біт.

### 1.2.3 Реалізовані схеми виділення несучої частоти

Особливості реалізації розглянутих вище методів ВНЧ розглянемо на типових прикладах, поданих в Табл.3 (Додаток А) [66]. Тут подані основні характеристики модемів з різними типами сигналів і данні про системи ВНЧ, що використовуються для когерентної демодуляції. В першу чергу розглянуто високошвидкісні системи, що забезпечують передачу

повідомлень з швидкостями передачі інформації в десятки і сотні Мбіт/с по радіорелейним, супутниковим і хвилеводним каналам зв'язку.

При реалізації системи ВНЧ для швидкісних ліній зв'язку зазвичай виникає ряд проблем. З переходом до більш високочастотних діапазонів підвищується абсолютна нестабільність несучої частоти вхідного сигналу, в першу чергу нестабільність генераторів зсуву супутникових ретрансляторів. В [2,11,14] відмічалось, що в експериментальній супутниковій системі, що працює в діапазоні 30/20 ГГц нестабільність частоти може скласти 2 МГц. Для пониження дрейфу частоти до прийняттого рівня, близько 50 кГц необхідно використати додаткову автопідстройку частоти.

В швидкісних системах вибір метода відновлення несучої частоти в ряді випадків обумовлюється наявністю технологічно відпрацьованих ширококутових вузлів, а не перевагами, що забезпечуються конфігурацією схеми. Цим, ймовірно, можна пояснити більшу різноманітність варіантів схем ВНЧ і експериментальних результатів, що досягнутих при їх застосуванні. Використовуються практично всі розглянуті схеми ВНЧ: помноження частоти, згортка по схемі Костаса і різні її модифікації, ремодуляція і регенерації сигналу. Для фільтрації несучої частоти використовуються як активні фільтри в вигляді петлі ФАПЧ опорного генератора, так і пасивні смугові фільтри.

В системах супутникового зв'язку з багато станційним доступом і тимчасовим розподілом каналів (TDMA) до пристроїв ВНЧ висуваються додаткові вимоги швидкого входження в синхронізм. Так як, при пакетній передачі даних частоти і фази коливань в поступаючих один за одним пакетах сигналів незалежні, то при приході кожного нового пакету відновлення несучої частоти необхідно проводити заново. При фільтрації несучої частоти системою ФАПЧ тривалість захвату і тривалість перехідного процесу відновлення фази сигналу залежить від випадкової початкової фази чергового пакету сигналів. Окрім затягування перехідного процесу можливі випадки, коли петля ФАПЧ тривалий час може знаходитись

в стані нестійкої рівноваги. Тому, в таких системах використовують, як правило, пасивні фільтри, до вибіркості яких висуваються достатньо високі вимоги [22,39,55]. Компенсація відхилення несучої частоти вхідного сигналу відносно центральної частоти фільтру здійснюється ланкою АПЧ.

З підвищенням швидкості передачі сигналу підвищується і проміжна частота демодулятора. В цих умовах ефективність помножувачів частоти знижується. Проте, в демодуляторах, що призначений для обробки сигналу, які передаються зі швидкістю 140 Мбіт/сек., використовується учетверення частоти на  $f = 140$  мГц з наступною фільтрацією петлею ФАПЧ. Для забезпечення швидкого входження в синхронізм свіп-сигнал трикутної форми з періодом 2 мс в режимі захвату управляє генератором петлі. При цьому, смуга захвату розширюється до 1.5 МГц при дисперсії фази  $1.4^0$  в каналі з співвідношенням сигнал/шум 10 дБ.

Цікавим є спосіб реалізації пристрою ВЧ демодуляторів сигналів ФМ-4, що призначені для обробки на проміжній частоті 1700 МГц інформації, яка поступає на швидкості 806 Мбіт/с [56,60,61,66,69]. Високі значення несучої частоти і проміжної частоти обумовлюють необхідність розробки схем ВЧ, що мало схильні до впливу значних флуктуацій частоти. Одна з реалізацій передбачає застосування методу регенерації сигналу [55,66].

Затримка сигналу в елементах схеми при формуванні копії вхідного сигналу в фазовому модуляторі ФМ приводить до звуження області захвату. Тому в схему вводиться лінія затримки в ланцюг вхідного сигналу  $ЛЗ_1$  і лінія затримки  $ЛЗ_2$ , що компенсує затримку при прийнятті рішення в  $РУ_1$  і  $РУ_2$ . Особливістю схеми є використання смугового фільтру  $ПФ_2$  в ланцюгу регенованого сигналу з характеристиками, ідентичними характеристикам фільтра  $ПФ_1$  на вході демодулятора.

Значна нестабільність місцевого генератора  $ПГ$  ( $1 \cdot 10^{-3}$ ) з складу схеми вимагає розширення смуги захвату. Вона забезпечується схемою цифрового інтегратора і генератора пилки  $ЦГП$ . З сигналів биття на вході помножувача

петлі формуються імпульси, що подаються на реверс ній лічильник з складу схеми ЦАП. Його вихідна напруга, як керуюча, забезпечує качання частоти генератора ПГ. В режимі синхронізму робота лічильника припиняється. Лічильник виконує функцію цифрового інтегратора і усуває постійну фазову помилку.

Другий варіант побудови системи відновлення несучої частоти заснований на використанні рівняння:

$$\sin 4\varphi = \frac{1}{4} \left\{ \begin{array}{l} \left[ (\sin \varphi + \cos \varphi)^2 - (\sin \varphi - \cos \varphi)^2 + (\cos^2 \varphi - \sin^2 \varphi) \right]^2 - \\ \left[ (\sin \varphi + \cos \varphi)^2 - (\sin \varphi - \cos \varphi)^2 - (\cos^2 \varphi - \sin^2 \varphi) \right]^2 \end{array} \right\} \quad (1.26)$$

Структурна схема системи ВЧЧ разом з допоміжними ланцюгами функціонує наступним чином. Вихідні сигнали фазових детекторів А і В поступають на схему згортки в якій замість взведення в квадрат, що передбачено вир. (1.26) обраховується двох напівперіодним випрямлячем В абсолютне значення сигналів .

Це приводить до того, що узагальнена фазова характеристика має трикутну форму (вихід D схеми). Різниця сигналів  $D = \left[ (\sin \varphi + \cos \varphi)^2 - (\sin \varphi - \cos \varphi)^2 \right]^2 - \left[ \cos^2 \varphi - \sin^2 \varphi \right]^2$  може бути використана для індикації синхронізму. До виходу С підключається схема тактової синхронізації. Джерелом статичної фазової помилки в такій схемі є неквадратурність опорних сигналів і дрейф нуля. За допомогою балансних схем і простого регулювання повну фазову помилку можна понизити до  $\pm 3^\circ$ . Таке значення фазової помилки було встановлено експериментально при зміні температури навколишнього середовища від 0 до  $40^\circ$ . Смуга захвату 20 МГц практично не залежить від відношення сигнал/шум в діапазоні вище 10 дБ. Втрати через статичну фазову помилку при  $P_0 = 10^{-9}$  менше 0,3 дБ. Аналогічні схеми згортки сигналів по відео частоті застосовуються в демодуляторах сигналів ФМ-8 [66, 69].

З збільшенням числа позицій сигналу змінюється співвідношення між складовими фазового джиттеру, що обумовлені флуктуаційним шумом каналу і модуляцією сигналу. Спектр згортки ФМ сигналу, отриманий одним з розглянутих способів, містить дискретну складову на частоті несучого колювання на фоні перешкод, що викликані шумом, модуляційними компонентами і її биттям з шумовими складовими. Аналіз та експериментальні дослідження показують, що при ФМ-4 основна частка дисперсії несучої частоти обумовлена флуктуаційним шумом. При ФМ-8 і, в особливості, при ФМ-16 дисперсія фази відновленої несучої визначається в основному впливом модуляційної компоненти. Для зниження їх впливу в демодуляторі супутникової системи TDMA через ретранслятор Intelsat IV [1,2] використовується стробування виходу помножувача сигналом тактової синхронізації. Це дозволяє використовувати центральну частину символу, менш схильну до впливу модуляційних перешкод. Експериментально встановлене покращання завадозахищеності склало в цьому випадку 3 – 6 дБ. Слід зазначити, що з ростом сила позицій фази збільшується чутливість до фазових помилок відновлення несучої частоти. Як показав аналіз даних табл.3, для розглянутого випадку перехід до ФМ-8 (дисперсія фази  $1.1^0$ , втрати 0.3 дБ) до ФМ-16 приводить до зростання енергетичних втрат до 0.6 дБ при меншому значенню фазової помилки –  $0.5^0$ . Стробування сигналу в центрі символу можна здійснити і при згортці по відеочастоті. Такий підхід використано при розробці демодулятора АФМ сигналів [67].

Розглянуті вище методи відновлення несучої частоти можуть бути використані для когерентної демодуляції сигналів ММС. Типова схема пристрою відновлення опорних колювань [60,61,71,72] містить подвоювач частоти, дві петлі ФАПЧ з наступним поділом на дві відфільтровані ними частоти. По такому принципу виконано демодулятор ММС сигналів експериментальної системи передачі даних через супутниковий ретранслятор GTS [67]. Однак така схема має ряд недоліків.

При тривалій передачі однозначної послідовності символів сигнал в каналі утримує одну з двох частот  $f_0 + \Delta f$  чи  $f_0 - \Delta f$  ( $\Delta f = 1/4T$ ), що може привести до втрати синхронізму в одній з петель ФАПЧ. Для вирішення даної проблеми постійну частоту схеми ФАПЧ необхідно збільшити, що звужує смугу пропускання захвату. Разом з тим, синхронізуюча інформація міститься в сигналі ММЗ і в цьому випадку також. Виділення її можливе при використанні сумісної роботи систем відновлення несучої частоти і тактового коливання.

На рис.1.3 показано декілька варіантів взаємодії систем ВНЧ і тактової синхронізації (ТС) з інформаційним трактом демодулятора, що складається з помножувача і вирішуючого пристрою  $PV$ . В схемах *a* і *б* ведучою є система ВНЧ, без правильної роботи якої неможливо виділення сигналів ТС. В схемі *в* попередньо визначаються кордони символу, після чого ці інформація може бути використана для відновлення несучої частоти.

Слід відмітити, що в системах радіорелейного та супутникового зв'язку результуюча відносна нестабільність несучої частоти набагато більше нестабільності тактової частоти. В наслідок цього системи ТС в ряді випадків можна побудувати більш вузько смуговими, ніж системи ВНЧ. При таких умовах мають перевагу схеми, в яких ведучою ланкою є пристрій ТС. Це дозволяє реалізувати алгоритм ВНЧ, засновані на оптимальній оцінці фази сигналу на фоні перешкод, отриманих в припущенні, що часові кордони сигналів відомі точно. Подібний метод ВНЧ реалізований при розробці модема ММС на швидкості 100 Мбіт/сек [1,2,8,67], де використовується генерація вхідного сигналу на основі інформації з виходу системи ТС і рішення про передані символи, що отримані з виходу демодулятора.

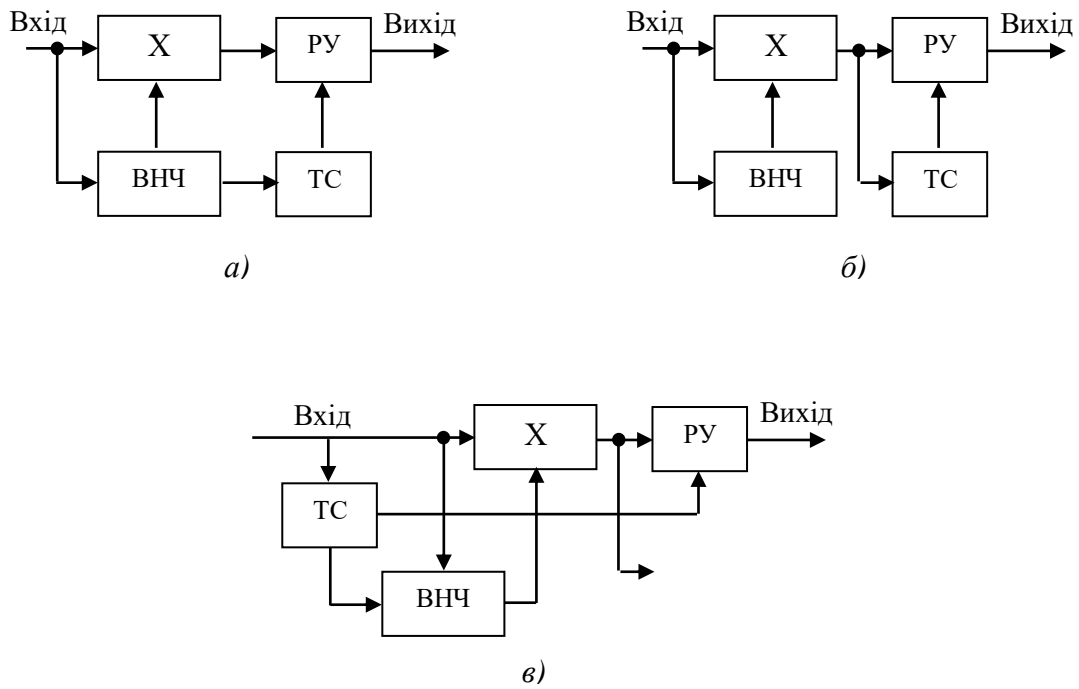


Рис.1.3 Варіанти побудови демодуляторів з системами відновлення несучої частоти і тактової синхронізації

Техніка модуляції мінімального зсуву широко використовується при реалізації високошвидкісних систем. В [66] повідомляється про результати лабораторних випробувань модему для перспективних систем TMDA з використанням ММС при швидкості 600-800 Мбіт/сек. Виміри показали, що відношення сигнал/шум, необхідне для забезпечення ймовірності помилки  $10^{-5}$  при застосування ММС на 1-2 дБ менше, чим при ФМ-4.

### 1.2.3 Хибні захвати в системах відновлення несучої частоти

При виконанні певних умов схема ФАПЧ системи ВНЧ входить в стійкий стан при частоті опорного колювання, яка відрізняється від частоти несучого колювання. Явище хибного захвату обумовлене двома причинами. Перша пов'язана з затримкою сигналу при проходженні через інформаційний тракт і досліджена в [66 – 68,79]. Наприклад, в схемі з регенерацією сигналу затримки приводить до розбіжності кордонів символів вхідного та

регенеруємого сигналів. За рахунок цього до напруги биття додаються імпульси з тривалістю, що дорівнює затримці. При виконанні умов  $\Delta f_n = (4k-1)/4\tau$ , де  $\Delta f_n$  зсув частоти,  $\tau$  - затримка сигналу, з'являється постійна складова, що вводить систему ФАПЧ в синхронізм при частоті опорного генератора, що дорівнює  $f_0 \pm \Delta f_n$ . Подібним чином можна пояснити процес хибного захвату і в інших системах ВЧ. Іншою причиною є наявність ряду дискретних компонентів в спектрі вихідного сигналу пристрою виділення несучої частоти, що з'являються за рахунок спотворення форми сигналу, яке обумовлюється фільтрацією. В системах з бінарним ФМ сигналом режим хибного захвату спостерігається при зсуві опорного генератора відносно частоти несучого коливання, що дорівнює  $\Delta f_n = kR/2$  при випадковому потоці з періодом  $p$  ( $R$  - швидкість передачі,  $k = 0, 1, 2, \dots$ ) [61,67,68,79]. В даному випадку процес хибного захвату можна пояснити на прикладі петлі Костаса. При передачі інформації в коливанні частоти биття  $u_o(t)$  на виходах каналів схеми Костаса  $e_s(t)$  та  $e_c(t)$  з'являється скачки фази на  $180^\circ$ .

Наявність фільтрів в схемі приводить до затягування перехідного процесу по фазі в наслідок чого до сигналу помилки  $e(t) = e_c(t)e_s(t)$  пропорційному синусу подвоєної фазової помилки  $\varphi$  в безфільтровій системі добавляється імпульсний сигнал з тривалістю імпульсів, що визначається тривалістю перехідного процесу. Якщо частота биття  $u_o(t)$  кратна половині швидкості передачі, то дані імпульси розташовуються через рівні проміжки часу, що приводить до появи в сигналі помилки постійної складової  $u_y$ , яка є причиною хибного захвату, що встановлюється в околиці точки  $\varphi = \pi/2$  (при дійсному захваті  $\varphi = 0$ ).

Потенційну можливість хибного захвату можна характеризувати рівнем дискретних складових спектру вхідного сигналу пристрою ВЧ на частотах захвату. Спектр цих компонентів визначається коефіцієнтом



перетворення Фур'є сигналу фазової помилки. Найбільша з них відповідає істинному синхронізму, але значення деяких компонентів хибного захвату незначно менше. Наприклад, для систем ВНЧ, що використовують схему Костаса з одно смуговим  $RC$ - фільтром, рівень найбільшої із складових хибного спрацювання  $\Delta f_{\Delta} = R$  нижче лише на 5 дБ [8,60,61] при оптимальному (дисперсія фази мінімальна) значенні  $f_c T = 1,4$  ( $f_c$  – частота зрізу фільтру). При збільшенні добутку  $f_c T$  рівень постійної складової, що відповідає дійсному захвату, підвищується. А рівні компонентів хибного захвату зменшуються. Найбільш значні зміни спостерігаються до  $f_c T = 3-4$ .

Розрахунки залежності величини кордону хибного захвату  $M_D$  від добутку  $f_c T$  для різних видів вхідного потоку інформації  $p_1(t)$  (1.23) показали, що при  $f_c T = 3-24 M_D$  знижується від значення 16 дБ (при  $k=5$ ) до 12 дБ і в подальшому спостерігається її ріст.

Для та  $p_2(t)$  (1.24) в тому ж діапазоні  $f_c T = 1-2$  спостерігається підвищення  $M_D$  від 11 дБ до 14 дБ з зниженням до 13 дБ при  $f_c T = 2$  та повільним ростом при більших значеннях  $f_c T$ .

Кордон  $M_D$  визначається [66,69,74] відношенням (в децибелах) потужностей вхідного сигналу, які забезпечують при  $\Delta f_{\Delta} = 0$  на виході рівні, що дорівнюють рівням постійних складових при дійсному та даному хибному захватах:

$$M_D = 10 \lg \frac{a_0}{a_k} \quad (1.27)$$

Де  $a_0$  – рівень постійної складової при дійсному синхронізмі,  $a_k$  – те ж саме при  $k$  – тому хибному захвату. Величина границі дозволяє при відомому вхідному рівні вибрати поріг для детектора хибного захвату. Дослідження фільтрів біль високого порядку дає дещо кращі результати [66,80].

Наприклад, для фільтрів Баттерворта другого порядку при  $f_c T = 4$  значення границь найбільш небезпечного з хибних захватів збільшується на 2.7 та 1.4 дБ при потоці даних, які описано виразами (1.23) та (1.24) відповідно. Подальше підвищення порядку фільтрів недоцільно, оскільки додатковий вииграш при цьому незначний і, відповідно, складає для фільтра третього порядку 0.4 та 0.6 дБ.

Розрахунки показують, що для вказаних фільтрів в діапазоні  $f_c T = 1-3$  для  $k = 3$   $M_D$  може прийняти значення від 1 до 16 дБ, а з подальшим ростом  $f_c T$  до 6  $M_D$  складе 15.7 дБ.

При використанні узгоджених фільтрів, що оптимальні по мінімуму ймовірності помилки, характеристики хибного захвату найгірші серед класу розглянутих фільтрів (табл. 1.4) [66].

Таблиця 1.4.

Порядок хибного захвату $k$	1	2	3	4	5
$M_D$ , дБ	3,9	$\infty$	13,5	$\infty$	17,9

Границя найбільш небезпечної складової хибного захвату на 5.6 дБ нижче, чим для  $RC$  – фільтра першого порядку. Приведені результати для випадку, коли інформація передається сигналами, що описані виразами (1.23). Слід відмітити, що система з таких даних дає кращі показники в сенсі хибного спрацьовування в порівнянні з альтернативною, в якій вхідний потік інформації задається рівнянням (1.24).

В системах з ФМ-4 хибний синхронізм можливий при зсуві несучої частоти, кратному четверті швидкості передачі інформації  $\Delta f_n = kR/4$  при випадковому потоці даних [66,80].

Значення границь, що визначаються для даного випадку, як:

$$M_D = 10 \lg \sqrt{\frac{a_0}{a_k}} \quad (1.28)$$

Розрахунки для системи ВНЧ по схемі Костаса з фільтрами Батерворта першого порядку показали, що при  $f_c T = 1-4$  та  $k = 1 - 2$   $M_D$  буде підвищуватись від 5 до 8 дБ, а при  $k = 1 - 2$   $M_D$  зменшиться від 9 до 8 дБ. А при рості  $f_c T$  вище 4 почне підвищуватися та при  $f_c T = 6$   $M_D$  досягне значення 8,5 дБ.

Застосування узгоджених фільтрів також дає гірші результати (табл.1.5).

Таблиця 1.5.

$k$	1	2	3	4
$M_D$ , дБ	2,4	7,8	23,9	$\infty$

Як і очікувалося, системи з ФМ-4 мають гірші в порівнянні з ФМ-2 характеристики. Частоти хибного захвату розташовані ближче до несучої частоти Рівень самої небезпечної складової хибного захвату вище на 4 дБ (для одно полюсового фільтра).

Подані вище результати справедливі також для демодулятора, який використовує петлю з взведенням сигналу в ступінь при умові ідентичності характеристик низькочастотного еквіваленту смугового фільтра демодулятора фільтрам в гілках схеми Костаса.

Враховуючи еквівалентність схеми Костаса і схеми з взведенням в ступінь, вплив перешкод можна аналізувати для любої з цих систем ВНЧ. В даному випадку також можна ввести поняття границі хибного захвату (в децибелах), на яку необхідно збільшити вхідне відношення сигнал/шум для сигналу фазової помилки при хибному захваті отримати таке ж співвідношення сигнал/шум, як при дійсному синхронізмі.

Розрахунки залежності значення границі для одно смугового фільтру Батерворта и обох типів (1.23), (1.24) потоків даних від різних значень  $q$ , проведені для системи ВНЧ з сигналу ФМ-2, що вражений перешкодою типу білий шум, яка використовує взведення в ступінь показали, що для  $p_1(t)$  в діапазоні  $f_c T = 0,4-1,6$  при  $q = NT/N_0$  в діапазонах від 10 до 2 Дб  $M_D$  збільшується від 7 ( $q=2$ ) до 18 ( $q=2$ ) дБ [65,66,68]. Для  $p_2(t)$   $M_D$  приймає значення при тих же умовах від 1,8 ( $q=2$ ) до 8 ( $q=2$ ) дБ. Таким чином, помітно, що з ростом рівня шуму характеристики системи в смислі хибного захвату погіршуються.

Найбільш часто практично реалізовані схеми Костаса з жорсткими обмеженнями сигналу в синфазному каналі (для ФМ-2) по характеристикам хибного захвату мають відмінність від характеристик системи з петлею Костаса без обмежень. Узагальнена фазова характеристика при хибному захваті має іншу форму. Її крутизна, що визначає рівень постійної складової на вході генератора, що підстроюється, системи ФАПЧ, при відсутності шуму не залежить від величини  $f_c T$ . При впливі шуму нахил фазової характеристики з ростом  $f_c T$  і збільшенням рівня шуму зменшується.

Також зменшується крутизна при збільшенні  $f_c T$  при дійсному захваті в шумах. [55,66]. Розрахунок залежності кордону захвату ( $M_D$ ) від  $f_c T$  для деяких значень відношення сигнал/шум для  $p_1(t)$  показали, що в діапазоні  $f_c T = 1-5$  при  $q$  в діапазонах від 6 до 14 Дб значення  $M_D$  збільшується від 0,1 ( $q=14$ ) до 10 ( $q=6$ ) дБ. Для  $p_2(t)$   $M_D$  приймає значення при тих же умовах від 4 ( $q=14$ ) до 11 ( $q=2$ ) дБ.

Необхідно відмітити, що, хоча обмеження сигналу приводять до погіршення характеристик хибного захвату, однак на відміну від петлі Костаса без обмежень з ростом рівня шумів значення границь також збільшується. З метою покращання характеристик в [66,75] запропоновано усунути фільтр в квадратурному каналі. При цьому, в сигналі помилки при

хібному захваті виникає постійна складова, що не залежить від фазової помилки  $\varphi$ , яка зменшує чутливість системи до захватів. При цьому, зменшення чутливості тим більше, чим нижче відношення сигнал/шум. Так, при випадковому потоці динних типу  $p_1(t)$  хібний захват при  $\Delta f_{\text{л}} = R/2$  можливий при зміщенні відношення сигнал/шум більш 20 дБ, а при  $\Delta f_{\text{л}} = R$  і більше взагалі неможливий. При дійсному захваті подана вище додаткова постійна рівна «0» тому характеристика дійсного синхронізму не змінюється. В даній системі покращання характеристики хібного захвату досягається за рахунок збільшення фазової помилки.

Явище хібного захвату притаманне в системах ВЧ, що використовують принцип регенерації фази вхідного сигналу. Відновлення сигналу в демодуляторі в таких системах можливе двома способами. Перший, оптимальний в сенсі мінімуму дисперсії фази, використовує інформацію про передану послідовність даних з виходу схеми післядетекторної обробки (передбачає наявність символної синхронізації). Другий – по знаку напруги сигналу на виходах інформаційних фазових детекторів. При використанні любого з цих принципів, хібний захват можливий при зсуві частоти опорного генератора  $\Delta f_{\text{л}} = (min)R$  де  $m/n$  правильний дріб [66,67]. В першій з цих систем хібний синхронізм обумовлюється тим, що в момент прийняття рішення про вхідний сигнал за рахунок зсуву частоти опорного генератора  $\Delta f_{\text{л}}$  з'явиться постійний фазовий зсув, що дорівнює  $2\pi \frac{m}{n} RiT = i2\pi \frac{m}{n}, (RT = 1)$ , в  $i$  – й момент прийняття рішення.

При М – позиційній ФМ обертовий відносно вектора сигналу зі швидкістю  $(min)R$  вектор опорного коливання в момент часу  $kT$  ( $k$  – ціле) виявляється на мінімальній фазовій відстані від одного з векторів сигналу. Ситуація повторюється через проміжки часу, що дорівнюють періоду повного оберту вектора (в даному випадку через  $kT$ ). Це може привести до того, що система може зайти в синхронізм на частоті  $f_0 \pm \Delta f_{\text{л}}$ . Данні про

відносні величини діапазонів синхронізму при лінійній ( $Y_y$ ) і синусоїдній характеристиках ( $Y_{yC}$ ) фазового компаратора подано в табл. 1.6 [65,67].

Тут  $y_y = \Omega_{yл} / \Omega_y$  де  $\Omega_{yл}$  – смуга утримання системи ФАПЧ при хибному захваті, що визначається відповідним періодом фазової характеристики;  $\Omega_y$  – смуга утримання при дійсному синхронізмі. Відношення смуг захвату таке ж.

Можна відмітити, що, на відмінність від систем ВНЧ, розглянутих вище, хибний захват в даній системі можливий і при відсутності спотворення форми сигналу при його фільтрації

Таблиця 1.6

$\Delta f_{л} / R$	1/12	1/8	1/6	1/4	1/3	3/8	5/12	1/2	1/12	5/8	2/3	3/4	5/6	0
$y_y$	0,3	0,5	0,3	1,0	0,3	0,5	0,3	1,0	0,3	0,5	0,3	1,0	0,3	1,0
$y_{yл}$		0,5		0,9		0,4		0,6		0,2		0,3		1,0

В системах, що використовують для регенерації ФМ сигналу сигнали з виходу інформаційних фазових детекторів при відсутності спотворень, хибний захват при зсуві частоти  $\Delta f_{л}$  неможливий, оскільки момент прийняття рішення довільний і не залежить від тактової частоти. В межах області одного з  $M$  сигналів фаза змінюється безперервно зі швидкістю  $2\pi(m/n)R$  і середнє значення сигналу неузгодженості фаз за час перебування вектора опорного сигналу в даній області дорівнює «0».

При фільтрації сигналу в моменти часу, що відповідають моментам зміни фази, змінюється амплітуда сигналу і сигнал помилки на частоті  $f_0 \pm \Delta f_{л}$  характеризує спотворення сигналу при фільтрації;  $g^{*|}$  характеризує тракт регенованого сигналу. При розкладанні в ряд Фур'є  $f^{*|}$  і  $g^{*|}$  через кратність частот тактової і зсуву опорного генератора з'являються складові частоти несучого сигналу, за рахунок яких утворюється постійна складова, яка викликає хибний захват. В кінцевому вигляді результати

обрахунків ( $Y_y$ ) були отримані в [66] для  $M = 4$  і функціоналу  $f|*$ , що має форму «піднятого косинусу» в припущенні лінійності фазового компаратора.

$$y_l = \begin{cases} \frac{1}{4l}, l=1,2,3 \\ 0,6 \text{ іншому випадку} \end{cases}$$

З розрахункових і експериментальних даних, поданих в [67] для системи, що працює в діапазоні 1.7 ГГц зі швидкістю передачі даних 400 і 200 Мбіт/с (табл. 1.7), та використовує обидва принципи регенерації сигналу видно, що система з безпосереднім використанням виходів інформаційних фазових детекторів має кращі характеристики по хибному захваті.

Таблиця 1.7

$\Delta t_n/R$	0	1/20	1/16	1/12	1/8	1,4	1,3	3,8	2,5	1,20	3,4
$y_{l1}$	1,0	0,04	0,07	0,13	0,3	0,83	0,04	0,18	0,04	0,56	0,17
$y_{l2}$	1,0	–	–	–	0,09	0,44	–	0,07	–	0,15	–

По перше, в такій системі хибний захват спостерігається тільки при спотвореннях форми сигналу, по друге, діапазон хибного синхронізму в ній  $y_{l2}$  менше, ніж в системі, що використовує сигнали виходів схеми післядетекторної обробки  $y_{l1}$ . Покращення характеристик також досягається використанням фазового компаратора з синусоїдальною характеристикою.

Хибний захват в тій чи іншій мірі притаманний всім системам ВНЧ, тому важливим є питання його виявлення. Для цієї цілі можна використати інформацію про рівень гармонік сигналу помилки на частотах хибного захвату. Різниця рівня першої гармоніки в режимах вірного і хибного синхронізму складає 9 дБ [81] при  $\varphi \neq 0$  та  $\Delta f_n = R/2$ . Якщо прийняти, що амплітуда вхідного сигналу підтримується постійною і відношення сигнал/шум  $q > 1$  то інформацію легко використати для виявлення хибного

захвату, для чого необхідно виділити першу гармоніку і порівняти її рівень з пороговим. На частотах  $f_0 \pm kR/2$  хибні захвати виявляються аналогічно. Якщо використати сигнал детектора захвату, визначає мого, як різницю квадратів сигналів чинфазного і квадратурного каналів схеми Костаса, то в якості вихідної інформації при дійсність сигналів синхронізму можна використати різницю рівнів постійної складової цього сигналу при дійсному і хибному захваті, що складає 5 дБ [67,81] для найгіршого випадку (для  $p_2(t), \Delta f_n = R$ ). Як і попередній, цей спосіб вимагає попередньої інформації про рівень сигналу. Необхідність в цьому відпадає, якщо використовувати той факт, що при дійсному захваті постійна складова сигналу детектора захвату приблизно на 6 дБ більше рівня першої гармоніки. При хибному захваті  $\Delta f_n = R/2$  навпроти, рівень першої гармоніки вище на 6 дБ. На основі цього побудовано детектор хибного захвату. Його функціонування полягає в наступному: виділена фільтром постійна складова сигналу і окремо виділена з нього спеціальним фільтром і продетектована детектором огибаючих перша гармоніка порівнюється в компараторі. На вході А системи з'являється сигнал, що несе інформацію про захват а по вхідному сигналу (вихід В з компаратора) приймається висновок, який був захват, дійсний чи хибний.

Якщо використати значення рівнів постійної складової сигналу (С) детектора захвату і першої гармоніки сигналу помилки, то різниця складає 16.5 дБ. Розрахунок рівнів постійних складових і границь хибного захвату перевірені експериментально. Різниця не перебільшує 0.5 дБ в першому випадку [66,81] і 1 дБ в другому випадку [81].

Як слідує з виразу (1.8), строго оптимальні схеми ВНЧ надзвичайно складні в реалізації. Асимптотично близькі до оптимальних при малому відношенні сигнал/шум є схема Костаса, при великому – схема Костаса з жорсткими обмеженнями. В лінійному наближенні характеристика схеми Костаса і системи ВНЧ з взведенням сигналу в ступінь, схеми Костаса з жорстким обмеженням і схеми з використанням рішення про переданий



сигнал (регенерація, ремодуляція) еквівалентні. Деякі переваги має схема з регенерацією, що дозволяє при використанні в ланцюгу регенованого сигналу фільтра, подібного прийнятому, зменшити рівень перешкод, що обумовлені модуляцією.

В системах з ФМ-4 і відновленням несучої частоти шляхом взведення сигналу в ступінь, вплив модуляційних перешкод в діапазоні відношення сигнал/шум  $E_{\sigma}/N_0 = 6-12$  дБ можна не враховувати. При збільшенні числа фаз сигналу модулююча фазова помилка росте і в каналах з ФМ-16 вона є основною. Одним з методів зниження рівня моделюючої помилки є стропування сигналу після нелінійного перетворення. В високошвидкісних системах доцільно використовувати схеми ВНЧ з взведенням сигналу в ступінь по відео частоті. В каналах з стабільною тактовою і нестабільною несучою частотами доцільно застосовувати алгоритм ВНЧ, що використовують попередній установлений синхронізм по тактам.

Прийнятне значення енергетичних втрат  $0.2 - 0.3$  дБ за рахунок схем ВНЧ з взведенням сигналу в ступінь при прийомі сигналу ФМ-4 досягається при відношенні швидкості передачі сигналу до шумової смуги ФАПЧ  $y = 1/B_L T$  порядку 10. Для зручних в реалізації АФМ сигналів квадратної мережі (схема ВНЧ з використанням рішень) з числом сигналів 16 величина  $U$  повинна бути порядку 20. Застосування зміщених видів модуляції дозволяє вдвоє розширити смугу синхронізму, тобто покращити динамічні характеристики системи. Той же ефект досягається в каналах з ФМ при використанні несучої частоти замість схем з зворотнім зв'язком по рішенню схеми з взведенням сигналу в ступінь.

Зменшення рівня маніпуляційних перешкод можливе при розширенні смуги вхідного сигналу. Ріст рівня шуму компенсується при цьому пониженням смуги системи ФАПЧ. Вимоги до систем ВНЧ залежать від виду сигналу в каналі. Для досягнення втрат порядку  $0.3 - 0.6$  дБ за рахунок неідеального опорного колювання необхідне відношення сигнал/шум на вході схеми фільтрації (ФАПЧ першого порядку) не менше 16 дБ для систем з ФМ-

2 27 дБ, для систем з ФМ-4 23 дБ – з зміщеною ФМ, 15 дБ – з ММС (на рівні ймовірності помилки на вході демодулятора  $10^{-3}$  )

Головна причина хибних захватів системи формування опорного колювання полягає в затримці сигналу при його фільтрації в демодуляторі. Оптимальні в сенсі мінімуму ймовірності помилки узгоджених фільтрів дають найгірші характеристики хибного захвату. Підвищення числа позицій фази сигналу збільшує число складових хибного захвату. З ростом рівня шумів ймовірність встановлення хибного синхронізму збільшується. Жорстке обмеження сигналу в схемі Костаса ще більше погіршує характеристики. Пониження рівня хибного захвату можна досягти при усуненні фільтру в квадратурному сигналі схеми Костаса. Але при цьому підвищується шумова фазова помилка. Для індикації зазвичай використовують різні рівні складових хибного і дійсного синхронізму.

### **1.3 Стеження за несучою частотою системою фазової синхронізації когерентного демодулятора без врахування шуму**

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 зв'язку та телекомунікації. Успішне вирішення завдання подальшого підвищення ефективності систем зв'язку багато в чому залежить від якості функціонування систем і пристроїв, що входять до їх складу. У різні радіотехнічні пристрої техніки зв'язку, радіолокації і управління а також в пристрої точного магнітного запису широко впроваджені системи фазової синхронізації. Зокрема, в фазокогерентних системах телекомунікації і управління вони застосовуються для відновлення несучої і тактовою частот та для когерентної демодуляції аналогових і цифрових сигналів з кутовою модуляцією [8,40,42,43].

Робота систем синхронізації характеризується впливом ряду збурень та шумів на їх роботу. А саме адитивного флуктуаційного шуму, збурення корисної кутовий модуляції (в разі фільтрації несучої частоти), стрибків фази і частоти та інших [8,88–92].

У ряді випадків необхідно забезпечити високу точність роботи системи в сталому і перехідному режимах. Так, в лініях космічного зв'язку основними збуреннями є адитивний гауссовський шум і доплерівські зміщення частоти. Тому системи синхронізації, що працюють в таких умовах, повинні характеризуватися малою дисперсією фазової помилки і високою швидкодією (динамікою системи) [55,93–97].

Перешкодостійкість, точність роботи та швидкодія систем синхронізації, впливають на основні показники роботи фазокогерентних систем зв'язку. В свою чергу вказані параметри системи залежать від схеми її побудови [8,64,65,79,98–102].

З точки зору простоти конструкції та можливості що до її удосконалення в напрямку підвищення ефективності роботи найбільш цікавими є замкнуті системи синхронізації (ЗСС).

Необхідно відмітити, що динаміка системи синхронізації, як автоматичної системи регулювання, безпосередньо пов'язана з рівнем її астатизму. Тобто підвищення рівня астатизму системи синхронізації до другого та вищих порядків при забезпеченні достатнього рівня її швидкодії є одним з шляхів забезпечення ефективної роботи системи в цілому [84, 94,95,99,109].

Таким чином, дослідження можливостей замкнутої системи синхронізації щодо забезпеченні високої динаміки системи та зменшення дисперсії фазової помилки на фоні адитивного гаусівського шуму при умові підвищення порядку астатизму є актуальною та своєчасним науковим завданням.

У наукових роботах, наприклад [38,55,64,69,72,76,87], для класу замкнутих систем синхронізації подані результати досліджень, спрямовані в

основному на оптимізацію параметрів фільтра і системи в цілому. Але вплив такої оптимізації на рівень помилок та динаміку системи не розкритий повністю.

Поліпшення динаміки можливо здійснити, наприклад, шляхом запису сигналу в поточний момент і зчитування на наступному тактовому інтервалі  $M$  раз, що визначено в роботі [87,104]. Однак обробка інформації в таких системах відбувається не в реальному часі, і крім того, пристрої запису-відтворення вносять додаткові спотворення.

Аналогічний ефект щодо поліпшення динаміки досягається в системах синхронізації гребенчатого типу (ССГ). Але в них потрібна наявність  $M$  гілок для паралельної обробки інформації, що ускладнює конструкцію [38,55,65,87].

Зменшення сталої та перехідною складових помилки можливо в адаптивних системах синхронізації (АСС). Наприклад в роботах [38, 76] розглянута двохканальна АСС з каналами грубої і точної підстроювання. Канал грубої підстроювання побудований на базі ССГ і характеризується високою швидкодією, а канал точного підстроювання представляє собою звичайну ЗСС і розраховується з умови забезпечення необхідної точності, тобто така АСС являє собою дві системи синхронізації, що перемикаються в залежності від режиму роботи. Оскільки обидва канали побудовані за звичайними схемами і працюють в різні проміжки часу, то їм притаманні суперечності, характерні для ЗСС.

Певні дослідження в напрямку поліпшення якостей ЗСС через зміну схеми реалізації в напрямку її комбінування та зменшення різними методами мінімальних помилок на етапі фільтрації фази проводились і їх результати викладені в наступних роботах

У роботі [62,69,74,75] показано особливості реалізації системи відновлення несучої частоти при когерентної демодуляції сигналу з безперервною фазою. Досліджується питання практичної реалізації системи фазового автопідстроювання частоти на сучасній елементній базі. Але

дослідження відносно можливостей схеми побудови системи синхронізації щодо підвищення астатизму та зменшення дисперсії оцінки через в даній статті відсутні.

Автори робіт [58,80,86,88,93] запропонували метод здійснення синхронізації послідовності сигналів, що розширюється в умовах значного перевищення рівня шуму над рівнем інформаційного сигналу. Для синхронізації використовується службовий канал, який працює на одній частоті з інформаційним. Розподіл каналів проводиться при формуванні сигналів квадратурних каналів: синфазних канал використовується для формування фазоманіпульованого сигналу з розширенням спектра, квадратурний канал використовується для передачі сигналу тактової частоти. Можливість по підвищенню астатизму та забезпечення швидкодії системи в даній роботі не розглянуті

В роботі [75] подана нова схема модуляції прямої послідовності для систем зв'язку по розподіленому спектру, визначена як модуляція затримки і адресування (DADS). Запропонований авторами схема проста в реалізації і не потребує вирівнювання коду вхідного сигналу на її вході, що робить її найбільш оптимальною для передачі коротких сигналів. В статті не розкрито тип схеми, відносно якої обґрунтовувались виводи, а також відсутнє питання підвищення порядку астатизму в визначеній схемі.

Дослідження схеми побудови замкнутої системи синхронізації, скомпонованої поєднанням логічних пристроїв, в напрямку оцінки можливості підвищення порядку астатизму системи, зменшення дисперсії 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, розв'язанню якої присвячено даний підрозділ.

У фазокогерентних системах зв'язку необхідно виділяти несуче коливання з сигналу, який може бути модельований корисним повідомленням і перешкодою. Неточності фільтрації фази несучого

коливання знижують відношення сигнал/шум на виході когерентного приймача. Тому при фільтрації фази необхідно забезпечити мінімальну помилку, яка залежить від закону зміни зовнішнього впливу.. Зазвичай закони зміни вхідного впливу невідомі. При цьому виникає завдання створення системи, яка була б нечутлива до збурень довільного виду і відтворювала без спотворення вхідного сигналу довільного виду тобто була абсолютно інваріантною [94-95,105–107].

Через те, що практично створити абсолютну інваріантну систему неможливо, на практиці використовують селективні абсолютно інваріантні системи, які дозволяють забезпечити нульову сталу помилку при деяких певних видах зовнішніх впливів.

Фактично умова селективної абсолютної інваріантності полягає у вимозі рівності нулю кількох перших коефіцієнтів помилок системи або, іншими словами, в вимозі певного порядку астатизму системи [88–90].

З іншого боку, забезпечення мінімальної помилки фільтрації фази реалізується автоматичним регулюванням вказаного процесу через наявність в схемі управління системи синхронізації зворотного зв'язку. Вказаний зворотний зв'язок уявляє собою пропорційний регулятор, завдання якого – підвищити точність виконання команд управління, тобто підвищення астатизму системи керування схемою синхронізації несучої частоти.

Характерною ознакою астатизму є наявність в структурній схемі системи  $K$  інтегруючих ланок [85,88–90].

Порядок астатизму замкнутої системи по відношенню до управляючого впливу дорівнює числу інтегруючих ланок, включених в ланцюг зворотного зв'язку між точками прикладення цього впливу (входом) і точкою вимірювання помилки (виходом) і не залежить від числа інтегруючих ланок, включених в ланцюг прямого перетворення сигналу між цими точками [85,88–90].

## 1.4 Проблеми підвищення точності роботи системи фазової синхронізації когерентного демодулятора

Для можливостей існуючих схем побудови систем фазової синхронізації щодо можливостей підвищення точності побудуємо вказану схему системи, як системи автоматичного регулювання з визначеними передавальними функціями та взаємозв'язками між її складовими елементами.

Структурна схема замкнутої системи синхронізації, прийнята для дослідження, показана на рис.1.4.

Визначимо математичну модель системи синхронізації на прикладі схем и когерентного космічного зв'язку. Основними видами шумів на лінії штучний супутник Землі – Земна станція є шуми Галактики і шуми дискретних радіоджерел (випромінювання зірок). Причому останні достатньо малі, тому, при проектуванні систем зв'язку враховуються в основному шуми Галактики, які носять характер білого гауссовського шуму [2,3].

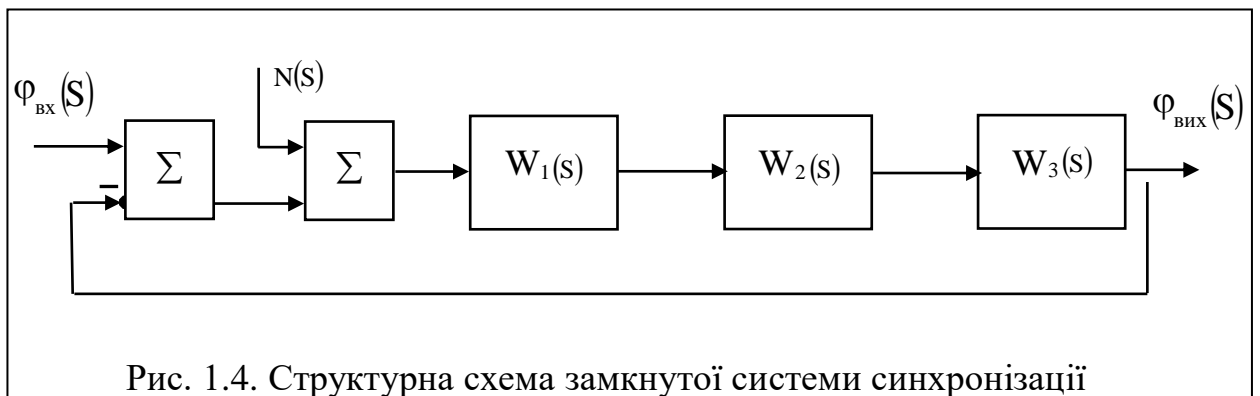


Рис. 1.4. Структурна схема замкнутої системи синхронізації

Виходячи з цього, в подальшому будемо розглядати адитивний гауссовський шум, з врахуванням додаткової кутової модуляції за рахунок доплерівських відходів частоти.

Вхідний і вихідний сигнали системи синхронізації запишемо, відповідно, у вигляді [68,82]:

$$\begin{aligned}x(t) &= \sqrt{2}A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_{\text{вх}}(t)) + n(t), \\r(t) &= \sqrt{2}A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_{\text{ввх}}(t)),\end{aligned}\quad (1.29)$$

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

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

Оскільки вхідними ланками зімкнутого каналів управління є фазовий дискримінатор (ФД) і частотний дискримінатор відповідно, то замість повних сигналів (1.29) при  $A_0 = \text{const}$  можна розглядати лише їх фази, представивши при цьому ФД у вигляді відповідно нелінійної ланки, а ЧД як диференціюючу ланку.

Крім того, при переході до математичної моделі необхідно врахувати відповідні перетворення фази і частоти за рахунок дії шуму і реакцію реальних ФД і ЧД на суму сигналу і шуму (1.29).

Так, під час подання на ФД з синусоїдальної характеристикою сигналів виду (1.29), напруга на його виході буде [53,68]:

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

де  $K_{\text{ФД}}$  – коефіцієнт передачі ФД

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

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

Оскільки в даній роботі розглядається ЗСС високої точності, то будемо вважати, що величина фазової помилки (або її дисперсія) задовольняють умовам малості [48,87], що дозволяє розглядати лінійну модель.



Якщо вхідний шум білий, з односторонньою спектральною щільністю  $N_0/2$ , то як показано в [48,49, 68], еквівалентний фазовий шум  $N_\varphi$ , є також приблизно білим.

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

$$G_N(\omega) = N_0 / (2A_0^2) \quad (1.30)$$

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

Напруга на виході ЧД пропорційна частоті сумарного сигналу на його вході і при  $U_n/U_c \leq 1$  визначається як [68]:

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

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

$K_{чд}$  - коефіцієнт передачі ЧД,

$K_m$  - індекс модуляції.

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

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

Якщо позначити амплітуду обмеження сигналу  $R_0$ , то при  $R_0 \leq A_0 \max$  енергетичний спектр еквівалентного частотного шуму  $G_{Nчд}(\omega)$ , як показано в [68], буде:

$$G_{NЧД}(\omega) = C(P_m)\omega^2 G_n(\omega) \quad (1.31)$$

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

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

Відмітимо що диференціююча ланка, яка здійснює множення вхідного спектра на величину  $\omega^2$ , може бути математичною моделлю ЧД.

Якщо при цьому коефіцієнт передачі вказаної ланки помножити на величину  $A_0\sqrt{C(P_m)}$ , то в якості вхідного шуму, загального для обох каналів, можна розглядати еквівалентний фазовий шум  $N(t)$ , перерахований на вхід системи, з енергетичним спектром (1.30).

У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові [22,23,51]:

$$\varphi_{ex}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t) \quad 1.32$$

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

$M(t)$  – корисна кутова модуляція;

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

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

Якщо ретранслятор встановлений на ШСЗ з низькою орбітою, то основна похибка у відстежуванні фази буде обумовлена доплерівськими відхиленнями частоти. Так, при висоті орбіти ШСЗ 2000 км нестабільність частоти за рахунок доплерівського зміщення складає  $\nu_d = 7 \times 10^{-5}$  [1,2].

Якщо нестабільність генераторів забезпечити порядку  $\nu_r=10^{-6}$  і несуча частота дорівнює  $10 \text{ ГГц}$ , то відхилення частоти за рахунок доплерівського ефекту і нестабільностей генератора відповідно складуть  $\Delta f_d=7 \text{ МГц}$ ,  $\Delta f_r=0,1 \text{ МГц}$  [1,2,8].

Так, при передачі телевізійного ЧМ сигналу з шириною смуги  $\Delta F=60 \text{ МГц}$ , нестабільності генераторів практично не впливають на завадостійкість ( $\Delta f_r \ll \Delta F$ ) і їх можна не враховувати [51].

Приймемо у виразі (1.32)  $M(t)=\Delta\Psi(t)=0$ , а  $d(t)$  задамо функцією поліноміального типу [53,68]:

$$d(t)=\varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} (\Omega_r t^{r+1}) (r+1). \quad (1.33)$$

На рисунку 1.4. позначені:  $W_1(S)$  – передавальна функція фазового дискримінатора (ФД),  $W_2(S)$  – фільтру (Ф),  $W_3(S)$  – опорного генератора (ПГ), які мають наступний вигляд [107,83,92]:

$$W_4(S)=K_1 + \left( \frac{D_1(S)}{F_1(S)} \right) \quad W_3(S)=\frac{K_3}{S} = \frac{D_3(S)}{F_3(S)}, \quad (1.35)$$

де  $K_1=A_1 K_{\text{ФД}}$ ;

$K_3$  – коефіцієнт підсилення ПГ;

$S$  – оператор Лапласа.

Надалі розглядатимемо системи синхронізації з пропорційно-інтегруючим фільтром (ПІФ) в замкнутому контурі з передавальною функцією виду [107,83,92]:

$$W_2(S)=\frac{(T_1 S + 1)}{(T_2 S + 1)} \quad (1.36)$$

Якщо виконується умова  $T_1/T_2 \ll 1$ , то такий фільтр наближається до ідеального інтегратора (ІФ) з передавальною функцією [83,92,107,109]:

$$W_2(S) = \left( \frac{T_1 S + 1}{T_2 S} \right) \quad (1.37)$$

У відповідності до структурної схеми (рис. 1.4) і з урахуванням передавальних функцій ланок (1.35), (1.36), передавальна функція по похибці ЗСС буде:

$$W(S) = \frac{1}{1 + W_1(S)W_2(S)W_3(S)} = \frac{T_2(S+1)S}{a_0 S^2 + a_1 S + a_2} = \frac{D_{\varphi 30}(S)S^{\nu_3}}{F_3(S)}, \quad (1.38)$$

$$\text{де } a_0 = T_2, \quad a_1 = A_0 K T_1 + 1, \quad a_2 = A_0 K, \quad K = K_1/K_3, \quad D_{\varphi 30}(S) = T_2(S+1)$$

З виразу (1.38) видно, що досягнення інваріантності в ЗСС неможливе, оскільки при цьому повинна виконуватися рівність  $D_{\varphi 30}(S) = 0$ .

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

Тоді:

$$\varphi(t) = W_\varphi(p)\varphi_{ex}(t) = \sum_{k=0}^m (C_k/k) p^k \varphi_{ex}(t), \quad (1.39)$$

$$\text{де } W_\varphi(p) = W_\varphi(S) \Big|_{s=p}, \quad p = d/dt, \quad C_k = \left[ D^k W_\varphi(p) / D p^k \right]_{p=0}, \quad k=1,2,\dots,m$$

Підставивши вираз (1.35), (1.38) в рівність (1.39) знайдемо сталу помилку в ЗСС.

$$\text{У випадку } r = 1 \text{ в (1.33) маємо } \varphi_{13} = \Omega_0 / K$$

$$\text{При } r=2 \quad \varphi_{23} = \Omega_0 C_1 + 2\Omega_1 C_2 + 2\Omega_1 C_1 t$$

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

Тобто ЗСС з ПФ в цьому випадку виявляється непрацездатною.

Для усунення цього недоліку необхідно підвищувати порядок астатизму ЗСС, у першому випадку до  $\nu_3 = 2$ , у другому, до  $\nu_3 = 3$ .

В цьому випадку ПФ (1.36) замінюють ІФ (1.37) або двома послідовно з'єднаними ІФ.

Для переходу від ланки з передавальною функцією (1.36) до (1.37), параметр  $T_1$  необхідно зменшувати, а  $T_2$  - збільшувати.

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

Оцінимо цей вплив. Характеристичне рівняння ЗСС має два корені  $S_{1,2} = \left( -a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4a_0 a_2} \right) / 2a_0$ , при чому коефіцієнт  $a_0$  залежить від параметра  $T_2$ , а  $a_1$  від  $T_1$ . Отже  $a_1$  зменшується, а  $a_0$  збільшується, що викликає зменшення абсолютного значення коренів (або їх дійсних частин), збільшуються уявні частини коренів, перехідний процес стає коливальним і слабкозагасаючим.

У цьому випадку, як показано в [83,85,107,108], вибір параметрів системи необхідно здійснювати за умови компромісного настроювання.

Аналогічна ситуація виникає в ЗСС більш високого порядку, наближення фільтра в замкнутому контурі до інтегруючого другого порядку також погіршує перехідний процес [83,108,110].

Крім того, як впливає з наведених в [40,83,94] співвідношень та висновків, для ЗСС, шляхом переходу від ПФ до ІФ вдається зменшити сталу помилку, але не вдається усунути її повністю, і при  $r = 2$  в (1.33) система залишається непрацездатною.

Подальшим напрямком досліджень є проведення роботи щодо синтезу розірваного зв'язку в комбінованих системах синхронізації на фоні адитивного гаусівського шуму при врахуванні фазової нестабільності генераторів.

## 1.5 Проблеми оцінки несучої частоти системою фазової синхронізації когерентних демодуляторів

Як було зазначено раніше, 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 [37,41,42].

Цей підхід відображається в типовій схемі цифрового демодулятора, що подано на схемі рис. 1.5 [55,56,66,]. Де  $\hat{\nu}$  отримана певним чином зміщення несучої частоти. Після перетворення сигнал поступає на вхід системи відновлення фази. На схемі рис 1.5  $\hat{\phi}$  - оцінка початкової фази несучої частоти вхідного сигналу.

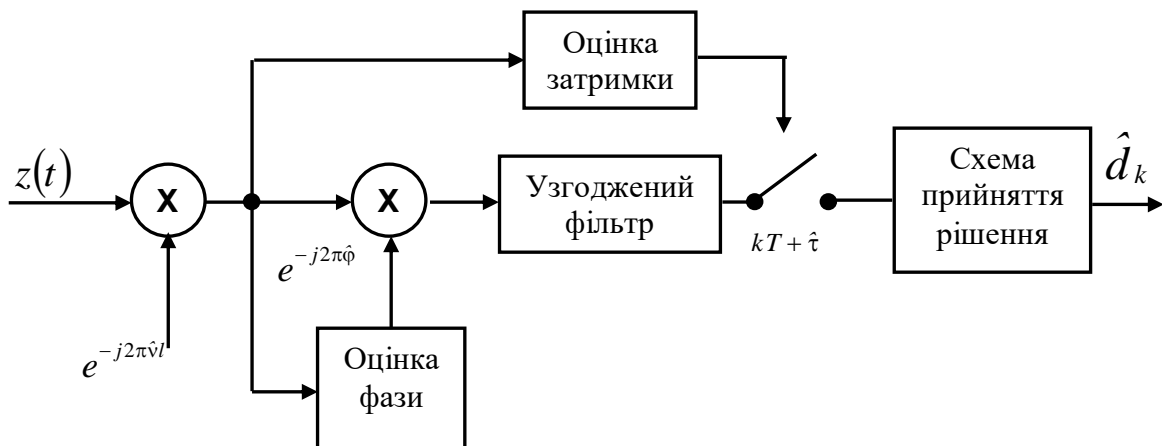


Рис. 1.5 Структура цифрового демодулятора

З виходу схеми відновлення фази сигнал поступає на вхід узгодженого фільтра, а з виходу останнього на вхід схеми вибірки. В склад демодулятора входить також схема тактової синхронізації (оцінка затримки), яка визначає момент вибірки

В сучасних демодуляторах, як правило, використовують петлеві схеми оцінки  $\hat{\phi}$  і  $\hat{\tau}$ , побудовані на основі схем фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ). В подальшому сигнал з виходу схеми вибірки поступає на вхід схеми прийняття рішення. На вході останньої формується оцінка переданого символу -  $\hat{d}_k$ .

З метою аналізу існуючих процесів оцінювання несучої частоти визначимо допустиму дисперсію оцінки частоти несучого коливання і проведемо аналіз відомих методів оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу (ФМ сигналу).

Слідє також відмітити, що в працях [13,29] відмічено, що в ряді робіт, наприклад [19-23] основна увага приділяється проблемі виявлення інформаційного пакету, а алгоритм оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу описані недостатньо повно.

Когерентність обробки сигналу в демодуляторі обумовлює надзвичайно жорсткі вимоги до точності оцінки фази несучого коливання в відповідній петлі демодулятора з фазово-автоматичним підстроюванням частоти (ФАПЧ демодулятор) [8,13].

Через це смуга петлі  $B_c$  зазвичай не повинна перевищувати тисячних долів тактової частоти сигналу, що приймається – близько  $10^{-3} 1/T$  [3,5,13].

Значення  $B_c$ , як правило, вибирають із міркувань компромісу між рівнем енергетичних втрат демодулятора в заданому діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації і часом входження в синхронізм петлі фазової синхронізації. Чим менше  $B_c$ , тим менше рівень енергетичних втрат демодулятора, тим довше входження в синхронізм. Величина смуги петлі вибирається так, щоб додаткові енергетичні втрати демодулятора не перевищували 0.1 Дб. Виходячи з цих міркувань, величина петлі вибирається зазвичай в значеннях  $B_c \approx 3 * 10^{-3} 1/T$ . А для надійного входження системи авто підстроювання в синхронізм величина дисперсії оцінки несучої частоти

ФМ сигналу  $\delta_c^2$  не повинна перевищувати  $B_c^2$ . Тобто величина  $\delta_c^2$  не повинна бути більшою чим  $10^{-5} 1/T^2$  [20].

В подальшому прийmemo, що для дисперсії оцінки несучої частоти ФМ сигналу при малих співвідношеннях сигнал/шум на біт інформації (від 0 до 12 Дб) повинна виконуватись наступна вимога [8,12,13,20]:

$$\delta_c^2 T^2 \leq 5 * 10^{-6}. \quad (1.40)$$

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

Переважна більшість сучасних робіт по оцінці параметрів ФМ сигналу заснована на використанні правила максимальної подібності. Типовий підхід до вирішення задачі оцінки полягає в наступному. Сигнал розглядається на інтервалі спостереження тривалістю  $K$  інформаційних символів. Комплексна огибаюча сигналу характеризується невідомими параметрами  $\{d, \nu, \phi, \tau\}$ . Які об'єднані в невідомий вектор переданих даних -  $d = \{d_0, d_1, \dots, d_{k-1}\}$ . Завдання полягає в тому, щоб оцінити один з елементів вектора  $\{d, \nu, \phi, \tau\}$ , а саме  $\nu$  [12,13,111].

Дисперсія оцінки максимальної подібності тим менше, чим більше інформації про сигнал є в наявності при формуванні відповідної статистики. Тому, як правило, в літературі виділяють групу методів, що використовують для реалізації процедур оцінки несучої частоти оцінки інших параметрів вхідного сигналу.

До методів вказаної групи слід віднести методи типу DA – data added frequency estimation [112–116]. Вказані методи використовують оцінки величини  $d_i$  для оцінки несучої частоти вхідного сигналу. Тут  $d_i$  – значення переданого символу на  $i$  –тому тактовому інтервалі. Також широко відомі



методи, що використовують інформацію про часові границі інформаційних символів. Це метод типу  $D\tau$  - *timing-directed frequency estimation* чи *clock-aided frequency estimation* [112-115]. І нарешті група методів оцінки несучої частоти ФМ сигналів з зворотнім зв'язком по рішенню – методи типу DD – *decision directed frequency estimation* [112-114]. Відмінність методів типу DD від методів, що використовують безпосередньо передані данні (метод типу DA), полягає в тому, що для реалізації алгоритму оцінки використовуються так звані «жорсткі рішення» [112-116]. Методи типу DD, як правило, використовуються в системах зв'язку з диференційними методами модуляції, що не знайшли застосування в ССР. Докладний аналіз вказаних методів показав, що вони забезпечують достатньо малу дисперсію оцінки несучої частоти ФМ сигналу. Однак реалізація методів DA та  $D\tau$  вимагає інформації про  $d_i$  та  $\tau$  відповідно. Наявність такої інформації на вході системи можливе в каналах з відмінною енергетикою і в випадку достатньо малого початкового відхилення несучої частоти відносно номінального значення. Стосовно до супутникового каналу дані умови представляються неможливими. Тому методи DA та  $D\tau$  не знайшли застосування для вирішення завдань оцінки несучої частоти ФМ сигналу в супутниковому каналі зв'язку.

Подальший аналіз проведемо відносно методів, в яких не використовується апріорна інформація про вищеподані параметри.

Найбільш відомим методом оцінки несучої частоти ФМ сигналу є метод пошуку (свіпування) в смузі частотної невизначеності вхідного сигналу [8,9,41,51,61,53]. Суть методу фактично полягає в зміні частоти деякого керованого генератора і в прийнятті рішення про те, що «захват» по несучій частоті стався.

Реалізація даного методу оцінки не вимагає суттєвих об'єктових та апаратних затрат. Керований генератор в сучасних цифрових демодуляторах як правило, реалізується на базі синтезатора, що виконаний по технології прямого цифрового синтезу. Використання такого генератора дозволяє

реалізувати на базі синтезатору алгоритм свіпування в широкій смузі з достатньо високою швидкістю. Однак існує фундаментальне обмеження зверху на швидкість перебудови по частоті. Ця швидкість обмежена смугою відновлення фази несучої частоти вхідного сигналу. Відомо, що швидкість перебудови по частоті прямо пропорційна квадрату смуги розглянутої петлі [53, 117]. Це означає, що для точної оцінки несучої частоти вхідного сигналу необхідно зменшити швидкість перебудови частоти керованого генератора. Звідси витікає головний недолік методу – вагомі часові витрати на процедуру оцінки. До додаткових витрат часу приводить також наявність хибних затрат. Поява хибних захватів зв'язана з властивостями схем відновлення фази опорного коливання, що використовуються в когерентних фазових демодуляторах. При використанні фазової модуляції хибні захвати утворюються на частотах, кратних співвідношенню  $\frac{1}{T} M_{\phi}$ . Якщо частотна невизначеність вхідного сигналу співвимірна з тактовою частотою вхідного сигналу, в діапазоні пошуку може знаходитись декілька хибних захватів, що в наслідок приводить до додаткових часових витрат при реалізації процедури оцінки, що розглядається.

Таким чином, відносно переваг і недоліків методу оцінки несучої частоти, оснований на свіпуванні, можна зазначити наступне:

1. Переваги методу – простота реалізації;
2. Суттєві недоліки – значні часові витрати на реалізацію процедури оцінки в умовах, коли частотна невизначеність вхідного сигналу спів вимірна з тактовою частотою.

Необхідно відмітити ще один метод оцінки, основна перевага якого я простота апаратної реалізації. Це метод оцінки несучої частоти ФМ сигналу, побудований на основі обрахування приросту фази вхідного сигналу – метод затримки та помноження. Даний метод оцінки фактично створений на авто кореляційній обробці вхідного сигналу. детальний аналіз ефективності вказаного методу можна знайти в роботі [115,116]. Недоліком вказаного

методу є неприпустимо велика дисперсія оцінки несучої частоти при великій невизначеності вхідного сигналу.

Є доцільним розглянути ще одну групу методів оцінки несучої частоти ФМ сигналу. Ці методи засновані на застосуванні системи частотного автопідстроювання (ЧАП). Узагальнена структура петлі ЧАП включає частотний детектор, петлевий фільтр і керований генератор. На вхід петлевого фільтра поступає вхідний сигнал  $Z_{IF}(t)$ . Несуча частота вхідного сигналу за допомогою частотного детектора тим чи іншим чином порівнюється з частотою керованого генератора. Сигнал з виходу частотного детектора поступає на вхід петлевого фільтра. А з виходу останнього на вхід керованого генератора. На вході петлевого фільтра формується сигнал, пропорційний зміщенню несучої частоти вхідного сигналу відносно номінального значення.

Фактично, різні системи ЧАП, що розглядаються в літературі, відлічаються між собою застосуванням різних частотних детекторів. З всього різноманіття частотних детекторів, відомих в даний час, слідє виділити детектори двох типів, які забезпечують найкращу ефективність.

1. Балансний авто корелятор, його опис подано в [119,120];
2. Частотний детектор, побудований на основі виміру різниці потужності сигналу на виходах двох смугових фільтрів [65,121,122].

Аналіз можливостей та принципів роботи вказаних пристроїв показав наступне:

1. Вище подані частотні детектори забезпечують практично однакову дисперсію оцінки несучої частоти вхідного сигналу. Частотний детектор, побудований на основі виміру різниці потужності дещо простіший в апаратній реалізації.

2. Відповідні петлі ЧАП забезпечують достатньо малу дисперсію оцінки частоти ФМ сигналу при достатньо великому співвідношенні сигнал/шум (більш 6 дБ.) При менших співвідношеннях спостерігається значний ріст, недопустимий ріст дисперсії оцінки.

Відомий ще один підхід до оцінки несучої частоти, що викладений в [122-125]. При реалізації вказаного методу переданий сигнал розглядається, як реалізація вузько смугового нормального випадкового процесу без введення будь яких додаткових обмежень. Вирішується завдання оцінки центральної частини енергетичного спектру цього процесу на фоні нормального шуму. Для реалізації алгоритму оцінки достатньо знати передбачену форму спектру переданого сигналу, що задана АЧХ фільтра модуля. А ця характеристика, в свою чергу, задана відомими стандартами, наприклад [25]. Вагомим недоліком даного методу оцінки є велика дисперсія при малих співвідношеннях сигнал/шум.

Необхідно відмітити, що в переважній більшості відомих робіт не пропонуються і мало аналізуються алгоритми оцінки, що враховують вплив «сусідніх каналів» передачі інформації супутниковими телекомунікаціями. В роботі [115,116], наприклад проведено аналіз впливу перешкоди в вигляді «сусіднього каналу» на роботу одного з частотних детекторів. Показано, що вплив вказаної перешкоди приводить до значного зміщення оцінки несучої частоти, але напрямки вирішення цієї проблеми в роботі не висвітлені.

Ще одним завданням, яке необхідно вирішити є розробка та аналіз алгоритмів оцінки несучої частоти. Вимогою до них є, в першу чергу, простота апаратної реалізації, яка пов'язана з наявністю розвиненого та ефективного математичного апарату реалізації оцінки.

В цьому сенсі певну цікавість представляють алгоритми оцінки, побудовані на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [126,127]. Це пов'язано з наявністю розвиненого математичного апарату ортогональних перетворень сигналу та широким вибором пристроїв, що можуть реалізувати процедуру ШПФ. Не зважаючи на це, проблеми реалізації алгоритму оцінки несучої частоти модульованого сигналу з використанням ШПФ не достатньо повно та детально висвітлені в літературі. Наприклад, в роботі [128,129] запропоновано емпіричний алгоритм оцінки несучої частоти ФМ сигналу, побудований на основі аналізу амплітудного спектру сигналу, отриманого за

допомогою ШПФ. Але результати аналізу ефективності запропонованого алгоритму показали, що вказаний алгоритм не можливо застосувати для оцінки несучої частоти в супутниковому каналі. В той же час, використання алгоритму ШПФ для вирішення завдання щодо оцінки сигналу в супутниковому каналі представляється достатньо перспективним та потребує вирішення.

Розглянемо особливості передачі даних супутникової телекомунікацією в пакетному режимі роботи.

Відомо, що супутникові системи передачі інформації працюють в тому числі і в режимах з випадковим доступом пакетів сигналів [1-6].

Тобто для них є актуальним синхронізація когерентних фазових демодуляторів, що працюють в пакетному режимі.

Методи синхронізації для цього випадку, що описані в деяких 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 сигналу, що передається зміщення несучого коливання, в той час як в реальних сучасних системах зв'язку ці зміщення можуть бути співвідносні з тактовою частотою сигналу, що приймається [23,38].

Для синхронізації когерентних фазових демодуляторів, що працюють в пакетному режимі приймемо, що для синхронізації пакетного демодулятора по несучій частоті на початок преамбули передається відрізок гармонічного сигналу.

Комплексну огинаючу сигналу, що приймається можна подати, як [53,68]:

$$z(t) = e^{j(2\pi\nu t + \varphi)} + \nu(t), \quad (1.41)$$

де  $\nu$  – зміщення несучої частоти відносно номінального значення;

$w(t)$  – комплексний аддитивний гаусівський шум.

Відмітимо, що когерентний прийом дає перевагу по завадозахищеності до 1 дБ для односторонньої фазово–різносної модуляції при використанні в сучасних системах супутникового зв’язку багатократної модуляції, коли кількість позицій сигналу досягає 512 варіантів сигналу, то виграш може скласти 5 – 7 дБ [8,51].

Таким чином, перспективним є врахування для даного випадку когерентних методів прийому.

Завдання оцінки несучої частоти сигналу, що приймається зводиться до задачі оцінки частоти максимуму в спектрі фрагменту синусоїдального сигналу на фоні аддитивного гаусівського шуму, що впливає з (1.41).

В даний час відомо достатньо багато методів оцінки частоти синусоїди. Достатньо показовою є роботи [2,8,51,53,].

Відомо, що найменша дисперсія оцінки визначається кордоном Крамера–Рао [12,48,130,131]. Представляється, що зі всього різноманіття методів оцінки частоти слід вибирати такі, які забезпечують дисперсію оцінки, що співпадає з мінімально граничною дисперсією оцінки (МГД–оцінкою) чи близькою до неї.

Аналіз ефективних оцінок, що забезпечуються різними методами оцінювання частоти синусоїдального сигналу на фоні адитивного білого шуму забезпечує дисперсію оцінки, асимпатично співпадаючої з кордоном Крамера–Рао з ростом співвідношення сигнал/шум.

Оцінка по максимальній подібності (МП – оцінка) частоти синусоїдального сигналу визначається виразом [48,131]:

$$v = \arg \left\{ \max_v \{I(v)\} \right\}, \quad (1.42)$$

$$\text{де } I(\nu) = \left| \sum_n z(t_n) * e^{-j2\pi\nu t_n} \right|$$

$$t_n = nT_s;$$

$$n = 1, 2, \dots, N;$$

$t_s$  – період слідування підрахунку комплексної згинаючої сигналу, що приймається;

$NT_s$  – інтервал спостереження.

Фактично  $I(\nu)$  це модуль перетворення Фур'є сигналу, що приймається на інтервалі спостереження.

Величину  $I(\nu)$  називають періодограмою сигналу, що приймається.

Таким чином, знаходження МП – оцінки частоти синусоїдального сигналу зводиться до знаходження максимуму функції  $I(\nu)$  в діапазоні частотної невизначеності сигналу, що приймається. Враховуючи, що супутниковий сигнал зв'язку характеризується значною частотною невизначеністю, безпосереднє знаходження максимуму з виразу (1.42) вимагає значних обчислювальних задач.

Через це представляється доцільним проаналізувати проблеми реалізації «швидких» методів пошуку розглянутого максимуму.

В даний час найбільш широко застосовують два підходи до знаходження максимуму періодограми сигналу.

Перший підхід заснований на використанні методів авто кореляційного аналізу, другий – на використанні алгоритмів дискретного перетворення Фур'є.

Перевага першого підходу складається в відносно прості процедурі обчислення. Однак, при малих відношеннях сигнал/шум більш ефективним є методи, побудовані на основі дискретного перетворення Фур'є.

Процедура знаходження максимуму періодограми на основі дискретного перетворення Фур'є включає в себе [127,129,130,131]:

1. Обрахування швидкого перетворення Фур'є (ШПФ)  $N_f$  і знаходження максимуму:

$$m_f = \arg \max_k \{ |I_k| \},$$

$$\text{де } I_k = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f-1} z(t_n) * \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N_f}\right).$$

2. Знаходження максимуму  $I(\nu)$ , найближчого до  $km_f$ , визначення  $\bar{\nu}$  такого, що

$$\bar{\nu} = \arg \left\{ \max_{\nu} \{ I(\nu) \} \right\}.$$

Визначена вище процедура фактично є двоетапною.

Процедуру першого етапу зазвичай приймають як процедуру грубої оцінки. Її точність обмежена ШПФ [127,128].

Для реалізації другого етапу можна використати ряд методів, які визначаються як методи інтерполяції розрахунків перетворення Фур'є сигналу, що приймається. Ці методи характеризуються достатньою обчислювальною простотою. Однак дисперсія оцінки частоти, яку забезпечують методи інтерполяції при малих співвідношеннях сигнал/шум програє кордону Крамер–Рао.

Тому для реалізації алгоритму оцінки з найбільшою ефективністю в якості процедури другого етапу доцільно використовувати методи пошуку максимуму, які також реалізуються на основі перетворення Фур'є [127–129].

До загального недоліку відомих процедур оцінки, оснований на використанні ШПФ слід віднести те, що їх реалізація потребує первинного накопичення даних для наступного здійснення алгоритму обчислення.



Це надає додаткову затримку в реалізацію процедури оцінки.

В пакетному режимі додаткова затримка є істотним недоліком, так як обмежена довжина преамбули пакета накладає жорсткі обмеження на довготривалість процедури обробки. Томі цікавість представляють методи оцінки, основані на рекурентних обчислювальних процедурах, які суміщають обробку і накопичення сигналу, що приймається.

Однак дисперсія оцінок, які забезпечують вказані методи, як показано в [121-123,132-134] істотно програє кордону Крамера–Рао.

В даний час відомий ряд методів оцінки частоти синусоїдального сигналу, в основі якого лежать рекурентні процедури. Такі наприклад, як метод Писаренко, Метод MUSIK, метод авто регресії [8,30,51,53,82,89,135].

З врахуванням супутникового каналу (велика частотна невизначеність, низька енергетика, наявність заважаючих дій в вигляді гаусівського шуму і завад типу «сусідній канал») і необхідності когерентної обробки сигналу до даного часу є актуальним проблема синхронізації цифрового фазового демодулятора.

При реалізації процедур синхронізації в супутниковому каналі визначальне значення має синхронізація несучій частоти. При цьому завдання розробки алгоритму оцінки несучої частоти ФМ сигналу в когерентних демодуляторах сучасних систем супутникового зв'язку має велике значення.

Завдання дослідження має на суті розробку алгоритму оцінки, що враховують властивості супутникового каналу зв'язку, і проведення за допомогою нього дослідження оцінки ефективності запропонованих рішень.

## **1.6. Висновки до першого розділу**

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. На підставі аналізу особливостей передачі даних, прийому та обробки сигналу існуючими схемами побудови систем фазової синхронізації когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій та алгоритмів оцінки несучої частоти вказаними демодуляторами на етапі стеження за несучою частотою можна зробити наступні висновки.

1. Для сучасних систем супутникових телекомунікацій характерна вкрай низька енергетика каналу, значна частотна невизначеність сигналу та наявність «сусідніх каналів» передачі даних, а передача сигналів здійснюється як в пакетному так і в безперервному режимі роботи супутникової телекомунікації.

2. При обліку адитивного гаусівського шуму і нестабільності генераторів, прагнення підвищити ефективність роботи системи фазової синхронізації в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки в класі замкнених систем синхронізації викликає погіршення динаміки системи та не дозволяє збільшити порядок астатизму.

3. Завдання по побудові схем 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.

4. Для проведення оцінки несучої частоти необхідно розробити алгоритми оцінки несучої частоти ФМ сигналу для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій, які б забезпечили оптимальне чи близьке до оптимальних оцінки в безперервному та пакетному режимах передачі даних, мали просту процедуру обрахування та апаратну реалізацію

## РОЗДІЛ 2

# СИНТЕЗ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ В СТАЛИХ РЕЖИМАХ ПРИЙОМУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

### **2.1 Модель синтезу розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації при умові підвищення порядку астатизму**

У фазокогерентних системах супутникового зв'язку весь час існує необхідність виділяти несуче коливання з сигналу, який може бути модельований корисним повідомленням і перешкодою. Неточності фільтрації фази несучого коливання знижують відношення сигнал/шум на виході когерентного приймача. Тому при фільтрації фази необхідно забезпечити мінімальну помилку. Як було зазначено раніше (п.1.4) прагнення збільшити фільтруючу здатність системи синхронізації в класі ЗСС призводить до неминучого звуження смуги утримання, а прагнення підвищити порядок астатизму погіршує динаміку системи [72, 83,84].

В даному розділі розглянемо рішення цих задач в класі КСС, вільних від зазначених протиріч. Визначимо математичну модель системи синхронізації для когерентної космічного зв'язку.

#### **2.1.1 Синтез розімкнутого зв'язку при умові досягнення інваріантності комбінованої системи синхронізації**

Як вже зазначалось раніше, що з точки зору складних систем, система синхронізації уявляє собою автоматизовану систему управління, завдання якої-відстеження параметрів несучої частоти в штатному та надзвичайному режимах роботи. Тобто, до процесу аналізу роботи та удосконалення

перспективної системи синхронізації можна застосувати інваріантний підхід. Сутність вказаного підходу буде полягати в властивостях комбінованої системи, які полягають тому, що в даних системах відсутні протиріччя між умовами інваріантності і стійкості. Це забезпечується введенням в систему ланки зворотного розімкнутого зв'язку з близькою до абсолютної інваріантною передавальною функцією. В свою чергу, поява такої ланки дає змогу створити вплив на сталі динамічні похибки системи через підвищення порядку її астатизму. Тобто створити можливості до зменшень різних внутрішніх та зовнішніх збурень та шумів [84,99].

Необхідно відмітити, що основними видами зовнішніх шумів на лінії штучний супутник землі – земна станція є шуми Галактики і шуми дискретних радіоджерел (випромінювання зірок). Причому останні достатньо малі, тому, при проектуванні систем зв'язку враховуються в основному шуми Галактики, які носять характер білого гауссовського шуму [6,8].

Вирішення завдання синтезу більш складних зв'язків в КСС 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, які на даний час не вирішувалися та є актуальною науковою задачею, розв'язанню якої присвячений даний пункт дисертаційної роботи.

Кінцевим етапом синтезу більш складних зв'язків в КСС є вирішення ряду завдань, а саме:

- розробка науково обґрунтованих схем синхронізації систем зв'язку в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки при забезпеченні високої швидкодії системи.

- оцінка граничних можливостей запропонованих схем щодо підвищення порядку астатизму системи синхронізації.

В свою чергу, розробка різних варіантів таких схем розімкнутого зв'язку систем синхронізації несучої частоти та оцінка їх можливостей щодо підвищення порядку астатизму є окремою науковою задачею, вирішення якої

обумовлює актуальність досліджень, що пропонуються до розв'язання в даній роботі.

Прагнення збільшити фільтруючу здатність системи синхронізації в класі ЗСС призводить до неминучого звуження смуги утримання, а прагнення підвищити порядок астатизму погіршує динаміку системи.

В даній роботі розглянемо рішення цих задач в класі КСС, вільних від зазначених протиріч. Визначимо математичну модель системи синхронізації для когерентної космічного зв'язку. Основними видами шумів на лінії штучний супутник землі – земна станція є шуми Галактики і шуми дискретних радіоджерел (випромінювання зірок). Причому останні достатньо малі, тому, при проектуванні систем зв'язку враховуються в основному шуми Галактики, які носять характер білого гауссовського шуму [2].

Виходячи з цього, в подальшому будемо розглядати адитивний гауссовський шум, з врахуванням додаткової кутової модуляції за рахунок доплерівських відходів частоти.

Вхідний і вихідний сигнали системи синхронізації запишемо, відповідно, у вигляді [51,53,68]:

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

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

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

Розімкнутий канал КСС будемо синтезувати на базі частотного дискримінатора (ЧД) (або послідовного з'єднання декількох ланок, з аналогічними передавальними функціями перша з яких - ЧД).

Оскільки вхідними ланками зімкнутого і розімкнутого каналів

управління є фазовий дискримінатор (ФД) і частотний дискримінатор відповідно, то замість повних сигналів (2/1) при  $A_0 = const$  можна розглядати лише їх фази, представивши при цьому ФД у вигляді відповідно нелінійної ланки, а ЧД як диференціюючу ланку.

Крім того, при переході до математичної моделі необхідно врахувати відповідні перетворення фази і частоти за рахунок дії шуму і реакцію реальних ФД і ЧД на суму сигналу і шуму (2.1).

Так, під час подання на ФД з синусоїдальною характеристикою сигналів виду (1), напруга на його виході буде [53,68]:

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

де  $K_{\text{ФД}}$  – коефіцієнт передачі ФД;

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

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

Оскільки в даній роботі синтезуються системи синхронізації високої точності, то будемо вважати, що величина фазової помилки (або її дисперсія) задовольняють умовам малості [130,131], що дозволяє розглядати лінійну модель.

Якщо вхідний шум білий, з односторонньою спектральною щільністю  $N_0/2$ , то як показано в [51,68], еквівалентний фазовий шум  $N_{\varphi}$ , є також приблизно білим.

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

$$G_N(\omega) = N_0 / (2A_0^2) \quad (2.2)$$

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

Напруга на виході ЧД пропорційна частоті сумарного сигналу на його вході і при  $U_n/U_c \leq 1$  визначається як [53,68]:

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

де  $\Phi_{\text{вх}}(t)$  – модулююча функція,

$K_{\text{ЧД}}$  - коефіцієнт передачі ЧД,

$K_m$  - індекс модуляції.

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

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

Якщо позначити амплітуду обмеження сигналу  $R_0$ , то при  $R_0 \leq A_0 \max$  енергетичний спектр еквівалентного частотного шуму  $G_{N_{\text{ЧД}}}(\omega)$ , як показано в [53,68,109], буде:

$$G_{N_{\text{ЧД}}}(\omega) = C(P_m) \omega^2 G_n(\omega) \quad (2.3)$$

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

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

Отже, диференціююча ланка, яка здійснює множення вхідного спектра

на величину  $\omega^2$ , може бути математичною моделлю ЧД.

Якщо при цьому коефіцієнт передачі вказаної ланки помножити на величину  $A_0\sqrt{C(P_m)}$ , то в якості вхідного шуму, загального для обох каналів, можна розглядати еквівалентний фазовий шум  $N(t)$ , перерахований на вхід системи, з енергетичним спектром (2.2).

У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові:

$$\varphi_{ex}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t)$$

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

$M(t)$  – корисна кутова модуляція;

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

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

У даній роботі розглянемо саме особливості синтезу розімкненого зв'язку з умови підвищення порядку астатизму і мінімізації дисперсії фазової помилки під час стеження за несучою частотою

Структурна схема лінійної моделі системи синхронізації КСС, зображена на Рис. 2.1 До складу вказаної лінійної моделі системи синхронізації входить додаткова ланка з передавальною функцією  $W_4(S)$ , за допомогою якої здійснено розімкнений зв'язок та утворено розімкнутий канал управління.

Користуючись вище запропонованою моделлю КСС, вирішимо завдання синтезу розімкненого зв'язку з умови підвищення порядку астатизму, при стеженні за несучою частотою (пілот - сигналом), фаза якої модульована детермінованим доплерівським сигналом, а впливом шуму можна знехтувати. Таке завдання виникає, наприклад, в апаратурі



багатостанційного доступу, коли опорна станція супутникового зв'язку передає сигнал синхронізації (кодове слово), а усі інші станції на цьому інтервалі передають сигнали з не модульованими несучими.

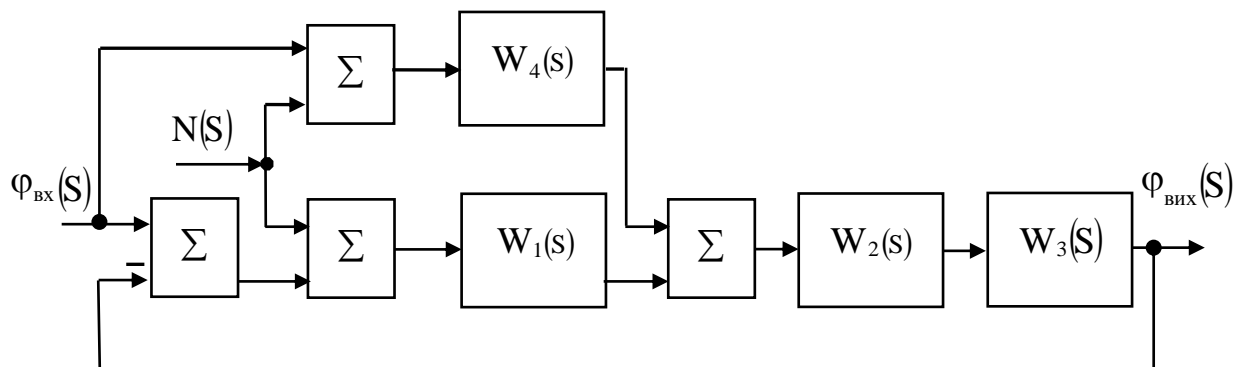


Рис. 2.1 Структурна схема лінійної моделі комбінованої системи синхронізації з додатковою ланкою

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

$$\Phi(s) = \Phi_{ex}(s) - \Phi_{вих}(s), \quad \Phi_{вих}(s) = W_3(s)\Sigma(s), \quad (2.4)$$

$$\Sigma(s) = W_4(s)\Phi_{ex}(s) + W_1(s)W_2(s)\Phi(s).$$

Якщо виключити проміжні змінні, отримаємо рівняння динаміки КСС щодо помилки:

$$[1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)]\Phi(s) = [1 - W_3(s)W_4(s)]\Phi(s), \quad (2.5)$$

звідки випливає умова абсолютної інваріантності [8,94,106]:

$$1 - W_3(S)W_4(S) = 0. \quad (2.6)$$

З огляду на те, що  $W_i(S) = D_i(S)/F_i(S)$ , перепишемо рівність (2.5) наступним чином:

$$\begin{aligned} & [F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)\varphi(S) = \\ & = [F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)\varphi_{ex}(S) \end{aligned} \quad (2.7)$$

З цього виразу видно, що знаменник передавальної функції розімкнутого каналу  $F_4(S)$  входить в характеристичне рівняння КСС (2.5) 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 КСС.

Тому розімкнений зв'язок не впливає на стійкість системи [8,105,107].

Наявність різниці в правій частині рівняння динаміки КСС (2.7) дозволяє за рахунок відповідного вибору поліномів  $D_4(S)F_4(S)$  впливати як на сталу, так і на перехідну складові помилки [62,85,].

З виразу (2.7) видно, що для досягнення абсолютної інваріантності в системі, передавальна функція розімкнутого каналу повинна мати наступний вигляд:

$$W_4(S) = 1/W_3(S) = F_3(S)/D_3(S) = D_4(S)/F_4(S) \quad (2.8)$$

Звідси випливає, що порядок полінома  $D_4(S)$  повинен бути вище порядку полінома  $F_4(S)$ , що неможливо з умов фізичної реалізації [104, 117].

Таким чином, досягнення абсолютної інваріантності в неперервних системах за допомогою ланок або обчислювальних пристроїв неперервного типу неможливе. Проте, введення в розімкнутий канал системи фізично реалізованих ланок  $W_4(S)$ , дозволяє підвищити порядок астатизму системи і синтезувати  $\varepsilon$  – інваріантні системи [85,94,95].

### 2.1.2 Методика підвищення порядку астатизму комбінованої системи синхронізації

Як випливає з розглянутих вище прикладів, для зменшення сталої помилки необхідно підвищувати порядок астатизму системи. Причому значення, до якого ми прагнемо при синтезі системи, визначається характером зміни вхідного впливу і вимогами до точності системи в сталому режимі.

Запишемо в загальному вигляді передавальну функцію фізично реалізованого розімкнутого зв'язку [83,92,107,136]:

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S), \quad m \geq n. \quad (2.9)$$

Порядок астатизму системи  $\nu$  визначається ступенем оператора  $S$ , що є загальним множником чисельника передавальної функції по помилці [85,107].

Передавальна функція по помилці КСС відповідно до рівняння (2.7):

$$W_{\phi} K(S) = \frac{[F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)}{[F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)} = \frac{D_{\phi K 0}(S)S^{\nu_K}}{F_K(S)}. \quad (2.10)$$

Підставивши в вираз (2.10) вираз (2.9) і заклавши вимогу, щоб система мала астатизм порядку  $\nu_K=1$ , отримаємо вираз для чисельника передавальної

функції, яка визначається виразом (2.11):

$$D_{\varphi k}(S) = \left[ F_3(S) \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j - D_3(S) \sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right] F_1(S) = D_{\varphi k 0}(S) S^l. \quad (2.11)$$

Завдання зводиться до вибору коефіцієнтів  $K_{4i}$  і  $T_{4j}$  передавальної функції розімкнутого каналу таким чином, щоб поліном  $D_{\varphi k}(S)$  містив  $S^l$  в якості загального множника.

Необхідно відзначити, що поліном  $F_4(S)$  входить до характеристичного рівняння комбінованої системи синхронізації. Тому область зміни параметрів  $T_{4j}$  обмежена вимогами до якості перехідного процесу.

Якщо порядок вищої похідної вхідного сигналу  $r$  і потрібно усунути усталену помилку, то повинна виконуватись нерівність  $l > r$ .

Загальний вигляд передавальної функції  $W_4(S)$  розімкнутого зв'язку, що задовольняє умові виразу (2.9) і забезпечує  $v_k = 1$  визначається виразом [103,107,136]:

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=v_3}^n K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S), \quad (2.12)$$

де  $v_3$  - порядок астатизму вихідної системи без зв'язку.

Зазвичай беруть  $m = n$ . Вища ступінь поліномів  $D_4(S)$  і  $F_4(S)$  буде  $v_3 + \Delta v - 1 = m$

де  $\Delta v = 1 - v_3$  - величина, на яку необхідно підвищити порядок астатизму. Отже,  $m = l - 1$ .

Оскільки порядок астатизму вихідної системи  $v_3 = 1$ , то вираз (2.12) буде:

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=1}^{l-1} K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^{l-1} T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S) . \quad (2.13)$$

Підставивши поліноми  $D_4(S)$ ,  $F_4(S)$  з (2.13) в (2.11) отримаємо

$$\begin{aligned} D_\varphi k(S) = & (T_{40} - K_3 K_{41})S + (T_{41} - K_3 K_{42})S^2 + \dots \\ & + (T_{4(l-2)} - K_3 K_{4(l-1)})S^{(l-1)} + (T_{4(l-1)})S^l \end{aligned} \quad (2.14)$$

З виразу (2.14) з урахуванням виразу (2.11) отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} & T_{40} - K_3 K_{41}, \\ & T_{41} - K_3 K_{42}, \\ & \dots, \\ & T_{4(l-2)} - K_3 K_{4(l-1)} = 0 \end{aligned} \right\} .$$

Визначимо вид передавальної функції розімкнутого зв'язку для розглянутих вище випадків.

Порядок вищої похідної вхідного сигналу (4)  $r = 1$ . Необхідний порядок астатизму  $l = 2$ . Вид передавальної функції розімкнутої зв'язку відповідно до виразу (2.13):

$$W_4(S) = \frac{(K_{41}S)}{(T_{41}S + T_{40})} \quad (2.15)$$

Поліном (2.14) при цьому має вигляд:

$$D_\varphi k(S) = (T_{40} - K_3 K_{41})S + T_{42}S^2$$

При виконанні умови  $K_{41} = T_{40} / K_3$  отримаємо  $D_\varphi k(S) = T_{41}S^2$ , тобто

застосування в якості розімкнутого зв'язку частотного дискримінатора дозволяє підвищити порядок астатизму системи до другого порядку.

При  $r = 2$ ;  $l = 3$ , вид передавальної функції  $W_4(S)$  буде:

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

З виразу (2.14) отримаємо  $T_{40} - K_3 K_{41} = 0$ ,  $T_{41} - K_3 K_{42}$  тоді  $D_{\phi k}(S) = T_{42}S^2$ , тобто отримаємо систему синхронізації з астатизмом третього порядку.

Розімкнутий канал з такою функцією передачі може бути виконаний у вигляді паралельного (послідовного) включення двох ланок з передавальної функцією виду (2.15).

Структурна схема комбінованої системи синхронізації КСС з розімкнутим каналом з включенням двох ланок, як варіант реалізації, зображена, на рис. 2.2.

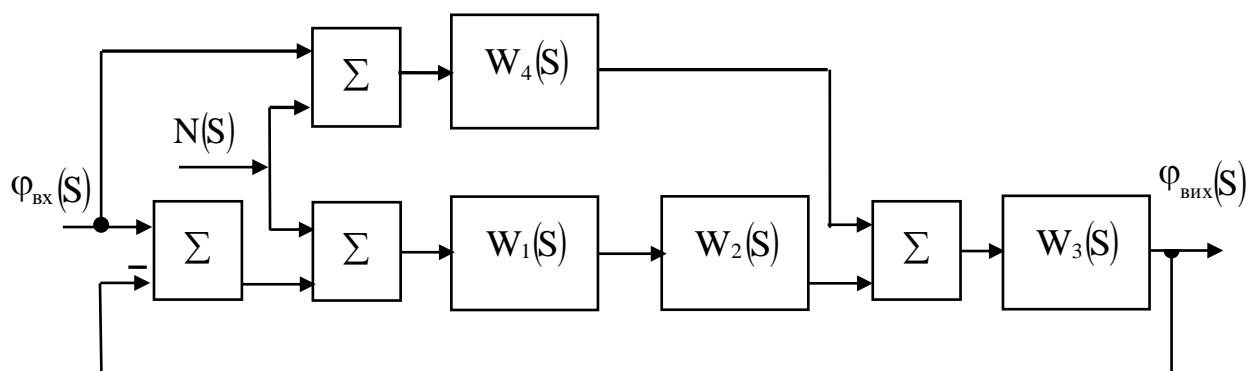


Рис. 2.2. Структурна схема лінійної моделі комбінованої системи синхронізації з послідовним включенням додаткових ланок

Аналіз результатів моделювання за допомогою запропонованих виразів показав, що ведення в розімкнутий канал комбінованої системи синхронізації фізично реалізованих ланок, дозволяє підвищити порядок астатизму системи

і синтезувати інваріантні системи.

Застосування в якості 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.

Запропоновано в роботі аналітичні вирази можуть стати основою методики синтезу КСС при умові підвищення точності в сталому режимі.

Вказана методика повинна враховувати кілька дестабілізуючих чинників, а саме: доплерівське зміщення; нестабільність генераторів; та адитивний шум з врахуванням особливостей роботи в цих умовах фазового і частотного дискримінаторів.

Подальшим напрямком досліджень є синтез розімкнутого зв'язку в комбінованих системах синхронізації на фоні адитивного гаусівського шуму при врахуванні фазової нестабільності генераторів.

## **2.2. Метод побудови схеми системи синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки**

Вирішення наукового завдання по підвищенню ефективності роботи системи синхронізації можна досягти провівши відповідні дослідження щодо створення комбінованих систем синхронізації, які включають в свій склад ланку розімкнутого зв'язку.

В свою чергу, оцінка можливостей таких систем щодо мінімізації дисперсії фазової помилки є окремою науковою задачею, вирішення якої обумовлює актуальність досліджень, що проведені в даному пункті.

### **2.2.1 Методика мінімізації дисперсії фазової помилки комбінованої системи синхронізації**

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

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

- оцінка граничних можливостей вказаних схем щодо мінімізації дисперсії фазової помилки;
- підбір та обґрунтування параметрів складових елементів та функціональних ланок схеми побудови систем синхронізації в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки в процесі стеження за несучою частотою.

Для досягнення вказаної мети необхідно:

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

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



гаусівського шуму.

Структурна схема лінійної моделі системи синхронізації КСС, яка розглядається в роботі, зображена на рис. 2.1.

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

У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові [53,68]:

$$\phi_{\text{ex}}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t), \quad (2.16)$$

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

При когерентному прийомі необхідне точне знання поточної фази несучого коливання. При використанні системи синхронізації як фільтру фази, вхідним сигналом є, у відповідності до виразу (2.16), сума  $d(t) + \Delta\psi(t)$ , де  $\Delta\psi(t) = \psi_1(t) - \psi_2(t)$ ,  $\psi_2(t)$  – сума різних внутрішніх перешкод. Процеси  $M(t)$  та  $N(t)$  представляють в даному випадку загальну перешкоду.

Дисперсія фазової помилки складається, таким чином, з чотирьох компонентів [48]:

$$\sigma_{\phi}^2 = \sigma_d^2 + \sigma_{\Delta\phi}^2 + \sigma_M^2 + \sigma_N^2, \quad (2.17)$$

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

Кожен з них, відповідно до спектральної теорії, визначається

наступним чином [48,53,109]:

$$\sigma_1^2 = \sigma_d^2 + \sigma_{\Delta\phi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_\phi(j\omega)|^2 G_s(\omega) d\omega, \quad (2.18)$$

$$\sigma_2^2 = \sigma_M^2 + \sigma_N^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_\phi(j\omega)|^2 G_n(\omega) d\omega, \quad (2.19)$$

де  $W_\phi(j\omega)$  – передавальна функція системи синхронізації в частотній області;  $G_s(\omega)$  – енергетичний спектр сигналів на вході системи.

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

$$W_{\phi K}(S) = \frac{D_{\phi K}(S)}{F_3(S)}, \quad W_K(S) = \frac{D_K(S)}{F_3(S)},$$

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

Для зручності інтегрування представимо інтеграли (2.18), (2.19) у вигляді інтегралів Персеваля [126,127]:

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

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

Тоді значення інтегралів  $I_n$  виражаються за допомогою відрахувань через коефіцієнтів  $\alpha_i, \beta_i$  наступним чином [126, 127]:

$$I_n = \frac{\left[ (-1)^{n+1} B_n \right]}{(2\alpha_0 A_n)}, \quad (2.21)$$

де

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

$A_n$  – старший визначник Гурвіца для поліному  $H_n(j\omega)$ ;

$B_n$  – визначник, що виходить з визначника  $A_n$  шляхом заміни першого стовпчика коефіцієнтами  $\beta_i$ .

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

В подальшому розглянемо моделюючий сигнал  $m(t)$  двох типів: з «максимально плоскою (батарвортівською) формою спектра» та асимптотичні гаусовські процеси. Їх енергетичні спектри можна описати відповідно наступними виразами [53,137,138]:

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

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

де

$$K_1(n) = \frac{\pi \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\omega_c},$$

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

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

$\omega_c$  – частота, що відповідає половині потужності.

Такі спектри є характерними для широкого класу сигналів, що застосовуються в зв'язку [53,109,126]:

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

при  $n=1$  вони однакові.

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

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

– розробимо алгоритм синтезу розімкненого зв'язку для КСС;

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

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

Прийmemo, що в якості розімкненого каналу використаний частотний дискримінатор з передавальною функцією виду (2.24) при  $n=1$ , тобто

[40,139]:

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

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

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

Розглянемо випадок, коли основним заважаючим фактором роботи системи є адитивний гаусівський шум. При цьому спектр фазової модуляції обумовлений тільки сигналом  $m(t)$  та дорівнює [51,53, 126]:

$$G_M(\omega) = K_m^2 G_i(\omega). \quad (2.25)$$

Оскільки в даній роботі розглядається система синхронізації високої точності, то будемо вважати, що величина фазової помилки (або її дисперсія) задовольняють умовам малості [48, 87], що дозволяє розглядати її, як лінійну модель. Якщо вхідний шум визначається як «білий» та з односторонньою спектральною щільністю  $\frac{N_0}{2}$ , то як показано в [48,49, 68], еквівалентний фазовий шум  $N_\phi$ , є також приблизно «білим».

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

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

Визначимо вираз дисперсії фазової помилки. Для цього:

– підставимо в вирази (2.18) та (2.19) передавальні функції КСС [40,139];

– врахуємо енергетичні спектри вхідної фази сигналу виразів (2.15) та (2.20) та енергетичні спектри перерахованого на вхід еквівалентного фазового шуму (2.25);

– використаємо співвідношення (2.20) та (2.21).

Кінцевий вираз дисперсії фазової помилки з урахуванням вимог, поданих в роботі [100], буде мати вигляд:

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

Подамо вираз (2.27) в наступному вигляді:

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

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

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

При цьому, мінімальне значення дисперсії фазової помилки дорівнює:

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

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

$$\sigma_{\phi 3 \min}^2 = \delta_3. \quad (2.31)$$

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

Для того, щоб мінімум функції (2.31) знаходився в області позитивних значень параметра  $K_4$ , необхідно, щоб виконувалась рівність:

$$\delta_2 > 0. \quad (2.32)$$

Розглянемо, від чого залежить значення параметра  $\delta_2$  та, через нього, область застосування КСС.

В загальному вигляді маємо [100]:

$$\begin{aligned} \delta_2 &= C_2(\omega_c) \left[ \frac{(A_0 K T_1)}{(2a_0 q)} - K_m^2 F_1(\omega_c) \right], \\ C_2(\omega_c) &= \frac{(2A_0 K_3)}{(a_1 \omega_c)} > 0; \quad \frac{(A_0 K T_1)}{(2a_0 q)} > 0; \\ F_1(\omega_c) &= a_0 + a_1 \omega_c^{-1} + a_2 \omega_c^{-2} > 0; \\ F_1\left(\frac{P_C}{P_{III}}\right) &= \frac{(\omega_c N_0)}{(2A_0^2)} = q^{-1}. \end{aligned}$$

Аналіз поданих співвідношень показує, що при  $T_I=0$ , (тобто при

замкнутому контурі в якості фільтра використовується аперіодична ланка), умова (2.32) виконується при любых значеннях параметрів системи та сигналів, тому КСС дає перевагу по порівнянню з ЗСС.

При  $T \neq 0$  необхідно, щоб виконувалась нерівність [40,100]:

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

Якщо врахувати, що  $T_1(2T_2) = \frac{m}{2}$ , де  $m \leq 1$  – параметр фільтру [100], то нерівність (2.33) в розгорнутому виді буде:

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

Додаткове зменшення дисперсії фазової помилки в КСС можливе, як показано в [37,100], за рахунок відповідного вибору параметра знаменника розімкнутого зв'язку.

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

моделювання з уточненням їх залежностей по даним робіт [40,100], подані на Рис. 2.3.

Як слідує з вказаних залежностей на Рис. 2.3, збільшення параметра  $T_4$  зменшує величину  $\delta_{\phi K}^2$  та викликає за собою зміну оптимального значення параметра  $K_4$ .

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

При збільшенні параметра  $n$  в формулах (2.22), (2.23), вирази для дисперсії фазової помилки ускладнюються та їх безпосередній аналіз



стає складним.

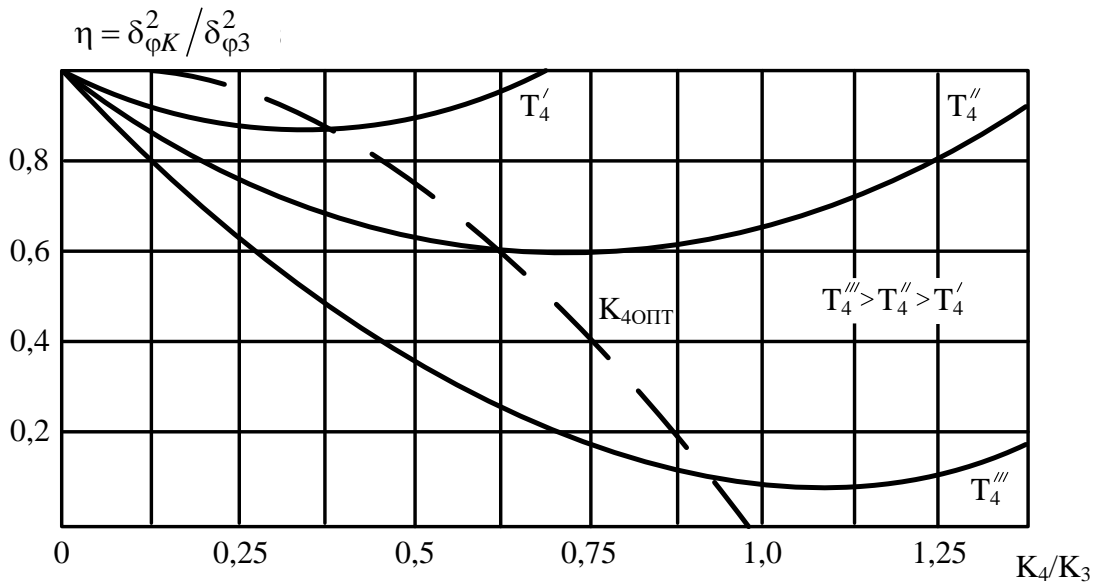


Рис. 2. 3 Залежність дисперсії фазової помилки комбінованих систем синхронізації від параметрів розімкнутого каналу

Кінцевий вираз для дисперсії фазової помилки в цьому випадку можемо записати в наступному вигляді, з врахуванням вимог робіт [100,140]:

$$\delta_{\phi K}^2 = N_1 F_1 [\beta_{22}(K_4)] + N_2 F_2 [\beta_{10}(K_4)], \quad (2.35)$$

де функція від індексу модуляції фази корисним процесом та функція від рівня шумів в каналі відповідно:

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

$$N_2 = \frac{N_0}{4A_0^2 a_0 a_1 a_2} = f_2(N_0),$$

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

Оптимальне значення параметру  $K_4$ , що мінімізує функцію (2.35) буде:

$$K_{4opt} = \frac{(\alpha_{21}N_1K_3 + a_2N_2K_1^2K_3)}{(\alpha_{21}N_1K_3^2 + a_2N_2K_1^2)}. \quad (2.36)$$

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

$$\sigma_{\phi Kmin}^2 = \delta_3 - \delta_2^2 / (4\delta_1) = \sigma_{\phi 3}^2 - \Delta\sigma_{\phi}^2 \quad (2.37)$$

де  $\sigma_{\phi 3}^2 = N_2(a_0\beta_{11} - a_0\beta_{11}) - N_{12}(\alpha_{21} - \alpha_{23}\beta_{21})$ ,

$$\Delta\sigma_{\phi}^2 = \frac{(\alpha_{21}N_1K_3 - a_2N_2K_1^2K_3)}{2} > 0.$$

Тобто, в цьому випадку дисперсія фазової помилки в КСС також менше, ніж в ЗСС на величину  $\Delta\sigma_{\phi}^2$ .

При цьому, ефект зменшення дисперсії фазової помилки за рахунок введення зв'язку по заданому впливу залежить від рівня шумів в каналі (функція  $N_2 = f_2(N_0)$ ) та від індексу модуляції фази вхідного сигналу процесом (2.23) (функція  $N_I$ ) від потужності сигналу.

Результати аналізу КСС за допомогою математичного моделювання відображені на Рис. 2.4 та Рис. 2.5.

Аналіз Рис. 2.4 та Рис. 2.5 показує, що при визначеному рівні перешкоди розімкнутий зв'язок стає неефективним.

Таким чином, в підпункті розроблені та уточнені математичні залежності, що дозволяють визначити дисперсію фазової помилки в умовах впливу адитивного гаусівського шуму. А також подано відповідний алгоритм її визначення. Шляхом підбору параметрів складових елементів схеми

побудови комбінованої системи синхронізації з розімкнутим (компенсуючим) зв'язком проведено оцінку можливостей щодо мінімізації дисперсії фазової помилки в умовах впливу адитивного гаусівського шуму.

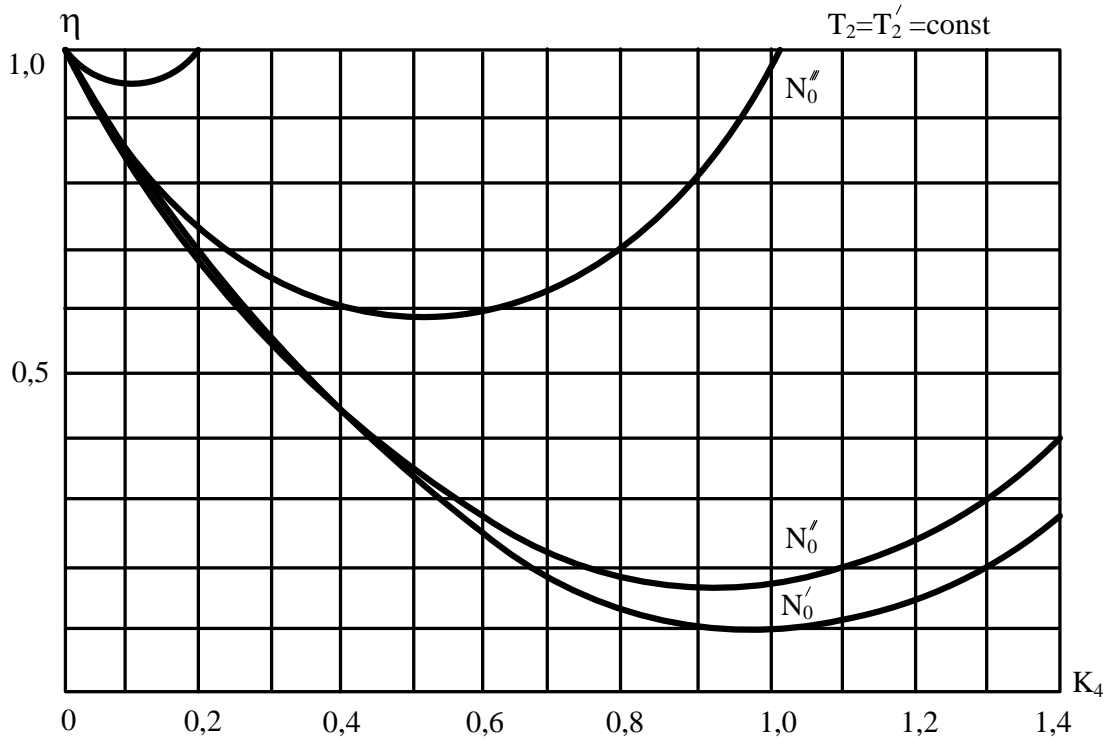


Рис. 2.4. Залежності  $\eta = f_1(K_4, N_0, T_2 = T_4 = \text{const})$

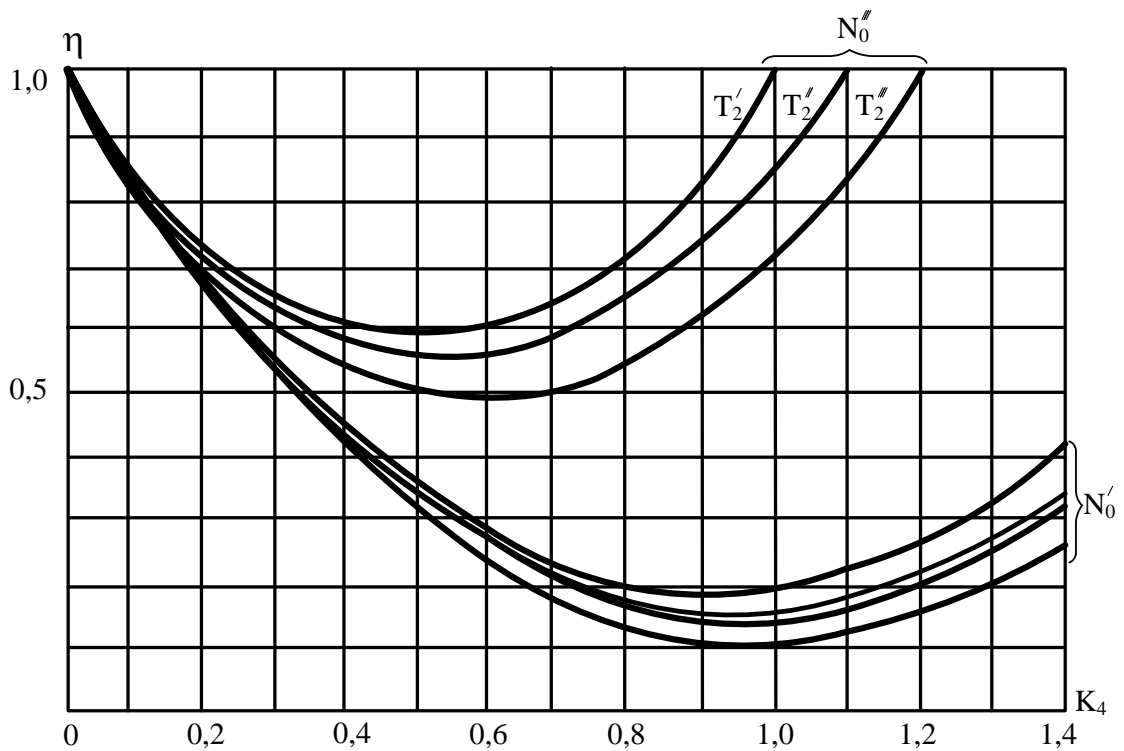


Рис. 2.5. Залежності  $\eta=f_2(K_4, T_2, N_0=\text{const})$ 

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

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

### **2.2.2 Методика мінімізації впливу фазової нестабільності опорних генераторів комбінованої системи синхронізації на дисперсію фазової помилки**

Як було зазначено раніше, робота систем синхронізації характеризується впливом ряду збурень та шумів на їх роботу. А саме адитивного флуктуаційного шуму, збурення корисної кутовий модуляції (в разі фільтрації несучої частоти), стрибків фази і частоти та інших. Поряд з зовнішнім впливом на якість роботи системи фазової синхронізації можуть чинити і внутрішні збурення, основними з яких в фазокогерентних системах є нестабільності генератора, що підлаштовується [37,90,141].

При когерентному прийомі необхідне точне знання поточної фази несучого коливання. При використанні системи синхронізації як фільтру

фази, вхідним сигналом  $\epsilon$ , у відповідності до виразу (2.17), сума  $d(t) + \Delta\psi(t)$ , де  $\Delta\psi(t) = \psi_1(t) - \psi_2(t)$ ,  $\psi_2(t)$  - нестабільності опорного генератора (ПГ) Процеси  $M(t)$  і  $N(t)$  представляють в даному випадку перешкоду.

Дисперсія фазової помилки складається, таким чином, з чотирьох компонентів.

Передавальна функція по помилці ЗСС визначена виразом (2.38) [37,1136,46]:

$$W(S) = \frac{1}{1 + W_1(S)W_2(S)W_3(S)} = \frac{T_2(S+1)S}{a_0S^2 + a_1S + a_2} = \frac{D_{\varphi 30}(S)S^{v_3}}{F_3(S)} \quad (2.38)$$

Отже, передавальна функція ПГ –  $W_3(S)$  буде визначатись, як:

$$W_3(S) = [W_1(S)W_2(S)W_3(S)] / [1 + W_1(S)W_2(S)W_3(S)] \quad (2.39)$$

З виразів (2.38), (2.39) видно, що мінімізувати величину  $\sigma_\varphi^2$  можна лише шляхом відповідного підбору параметрів ланок  $W_1(S) - W_3(S)$ . Оскільки ці параметри входять в характеристичне рівняння ЗСС  $F_3(S) = 0$ , то зміна їх з метою зменшити дисперсію фазової помилки погіршить якість перехідного процесу в системі ЗСС [37,110, 136].

Визначимо можливості мінімізації дисперсії фазової помилки в КСС і методику синтезу розімкненого зв'язку з умови  $\min \sigma_\varphi^2$ .

Структурна схема лінійної моделі КСС з додатковою ланкою, прийнята для дослідження, показана на рис. 2.1.

Відповідно до передавальної функції по помилці КСС з виразу (2.38) знайдемо [40, 85,136]:

$$W_K(S) = \frac{[D_1(S)D_2(S)F_4(S) + F_1(S)F_2(S)D_4(S)]D_3(S)}{[F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)} = \frac{D_K(S)}{F_K(S)}, \quad (2.40)$$

де  $F_K(S) = F_3(S) \times F_4(S)$ .

Оскільки в чисельники передавальних функцій КСС, заданих виразами (2.38), (2.40) входять поліноми  $F_4(S)$ ,  $D_4(S)$  додаткової розімкненої ланки, то шляхом відповідного вибору їх параметрів можна додатково мінімізувати дисперсію фазової помилки. Прийmemo до уваги, що поліном  $F_4(S)$  входить в характеристичне рівняння КСС у вигляді співмножника, тому корені, що вносяться ним, можна вибрати так, щоб вони не впливали на перехідний процес початкової системи. Якщо вимагати, щоб виконувалася умова:

$$F_4(S) = F_1(S)F_2(S), \quad (2.41)$$

то передавальні функції КСС по помилці і по вихідному сигналу відповідно будуть:

$$W_{\phi K}(S) = \frac{F_1(S)F_4(S) + D_3(S)D_4(S)}{F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)} = \frac{D_{\phi K}(S)}{F_3(S)}, \quad (2.42)$$

$$W_K(S) = \frac{[D_1(S)D_2(S) + D_4(S)]D_3(S)}{F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)} = \frac{D_K(S)}{F_3(S)} \quad (2.43)$$

У цьому випадку характеристичні рівняння ЗСС і КСС однакові, тобто  $F_K(S) = F_3(S)$  і розімкнений зв'язок  $W_4(S)$  можна синтезувати тільки з умови  $\min \sigma_\phi^2$ .

Розглянемо випадок стеження за несучою частотою на фоні шуму при  $d(t) = M(t) = 0$ , і порівняємо можливості мінімізації дисперсії фазової помилки в ЗСС і КСС.

Якщо потрібно врахувати компоненту  $d(t)$ , то необхідно розглядати спектри:

$$G_S(\omega) = G_d(\omega) + G_{\Delta\phi}(\omega), \quad G_n(\omega) = G_M(\omega) + G_N(\omega) \quad (2.44)$$

Як відомо [53, 109] енергетичний спектр нестабільностей ПГ може бути представлений у вигляді:

$$G_{\Delta\phi}(\omega) = N_T + (2\pi N_f)/|j\omega|, \quad (2.45)$$

де  $N_T$ ,  $N_f$  – постійні, що характеризують тепловий шум і шум типу 1/f відповідно.

В цьому випадку вираз для дисперсії фазової помилки в ЗСС буде [136]:

$$\sigma_{\phi 3}^2 = \sigma_{\Delta\psi}^2 + \sigma_N^2 = \frac{r+1}{4r} \frac{N_T}{W_{L3}} + G(r) \frac{N_f}{W_{L3}^2} + \frac{N_0 W_{L3}}{2A_0^2}, \quad (2.46)$$

де  $r = (A_0 K T_1^2)/T_2$ ,  $W_{L3\Pi\Phi} = (r+1)/[2T_1(1+T_1/rT_2)]$  двостороння шумова смуга пропорційно-інтегруючого фільтра (ПФ),  $G(r) \approx 1.5$ .

З цього виразу видно, що зміна шумової смуги по різному впливає на величину дисперсії фазової помилки, яка викликана нестабільністю генераторів і адитивним шумом.

Якщо взяти похідну по  $W_{L3}$  і прирівняти її до нуля, знайдемо  $W_{L3\text{опт}}$ , аналіз якого показує, що мінімум дисперсії фазової помилки отримуємо при включенні в замкнутий контур ідеального фільтра (ІФ) замість пропорційно-інтегруючого фільтра (ПФ), що, як було показано в [3], погіршує динаміку системи ЗСС.

При  $P_c/P = 6 \times 10^4$ ,  $N_T = 0$ ,  $N_f = 0.08$  оптимальними з точки зору  $\min \sigma_{\phi}^2$  будуть наступні значення  $r = 7$ ;  $W_{L3} = 26$  Гц. При цьому отримуємо  $G(r) = 1.6$ ,  $\sigma_{\phi} = \sqrt{\sigma_{\phi}^2} = 1.93^\circ$ .

Включення в ЗСС ІФ замість ПФ дещо розширює шумову смугу

системи [40,41142,143]. Дійсно,  $W_{L3I\Phi} \approx (r+1)/(2T_1)$  і  $W_{L3I\Phi}/W_{L3III\Phi} = 1 + T_1/(rT_2) \geq 1$ .

Таке ж збільшення шумової смуги можна отримати при ППФ в замкнутому контурі шляхом відповідного вибору параметрів розімкненого каналу.

Визначимо вид і параметри ланки  $W_4(s)$  розімкненого зв'язку, що дозволяє отримати КСС з такою ж смугою як ЗСС з ІФ, але при ППФ в замкнутому контурі, параметри якого можуть бути вибрані з умови забезпечення необхідної якості динаміки системи. Іншими словами будемо синтезувати розімкнений зв'язок з умови:

$$W_{LK} = W_{L3I\Phi}, \quad (2.47)$$

що дозволить оптимізувати систему по мінімуму дисперсії фазової помилки без погіршення динаміки.

На Рис. 2.1. позначені:  $W_1(s)$  – передавальна функція фазового дискримінатора (ФД),  $W_2(s)$  – фільтру (Ф),  $W_3(s)$  – опорного генератора (ПГ), які мають наступний вигляд [40,140]:

$$W_1(s) = K_1 + \left( \frac{D_1(s)}{F_1(s)} \right) \quad W_3(s) = \frac{K_3}{s} = D_3(s)/F_3(s), \quad (2.48)$$

де  $K_1 = A_1 K_{\Phi D}$ ;

$K_1$  – коефіцієнт підсилення ПГ;

$s$  – оператор Лапласа.

Надалі розглядатимемо системи синхронізації з ППФ в замкнутому контурі з передавальною функцією виду [40]:



$$W_2(S) = \frac{(T_1 S + 1)}{(T_2 S + 1)} \quad (2.49)$$

Загальний вигляд передавальної функції  $W_4(S)$  розімкнутого зв'язку, що задовольняє умові забезпечує  $v_k = 1$  визначається виразом [40, 136]:

$$W_4(S) = \frac{\left( \sum_{i=v_3}^n K_{4i} S^i \right)}{\left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right)} = D_4(S) / F_4(S), \quad (2.50)$$

де  $v_3$  - порядок астатизму вихідної системи без зв'язку.

Якщо в формули (2.42), (2.43) підставити вирази для передавальних функцій ланок системи Рис. 2.1 з (2.48), (2.49) і (2.50), при  $n=1$ , отримаємо:

$$W_{\phi K}(S) = (b_0 S^2 + b_1 S) / (a_0 S^2 + a_1 S + a_2) = D_{\phi K}(S) / F_3(S) \quad (2.51)$$

$$W_K(S) = (C_0 S + C_1) / (a_0 S + a_1 S + a_2) = D_K(S) / F_3(S) \quad (2.52)$$

де  $b_0 = T_2$ ,  $b_1 = 1 - K_3 K_4$ ,  $G_1 = A_0 K_1 K_3$ ,  $G_0 = A_0 K_1 T_1 + K_3 K_4$

Двостороння шумова смуга КСС з ППФ в замкнутому контурі буде [109,144,145].

$$W_{LK} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_K(j\omega)|^2 d\omega = W_{L3\Pi\Pi\Phi} + \Delta W_L, \quad (2.53)$$

$$W_L = \frac{\beta^2 r (K_3 K_4)^2 + 2\beta r (K_3 K_4)}{2T_1(1+\beta)}, \quad (2.54)$$

де  $\beta = T_1 / (r T_2)$ .

З умови (2.47) знаходимо необхідне значення  $\Delta W_L$ . З урахуванням виразів  $\Delta W_L$  ІФ і  $\Delta W_{L3}$  ПФ маємо:

$$\Delta W_L = W_{L3I\Phi} - W_{L3II\Phi} = \beta(r+1) / [2T_1(1+\beta)] \quad (2.55)$$

Порівнюючи вирази (2.54) і (2.55), отримаємо наступне рівняння:

$$\alpha_0(K_3 K_4)^2 + \alpha_1(K_3 K_4) + \alpha_2 = 0 \quad (2.56)$$

$$\text{де } \alpha_0 = \beta^2 r; \quad \alpha_1 = 2\beta r; \quad \alpha_2 = -\beta(r+1)$$

Якщо розв'язати рівняння (2.56), знайдемо значення параметра  $K_4$ , при якому забезпечується оптимальна передавальна функція КСС з умови  $\min \sigma_\Phi^2$  при необхідній якості динаміки системи.

Для наведених вище числових значень маємо  $K_4 = 57 / K_3$ .

Збільшити абсолютні значення коренів характеристичного рівняння можна, наприклад, збільшуючи значення параметра  $T_2$  фільтру. При цьому шумова смуга системи, що дорівнює

$$W_{L3II\Phi} = \frac{r+1}{2T_1[1+T_1/(rT_2)]} = \frac{A_0 K(A_0 K+1)}{2[A_0 K+1/T_2]},$$

буде зменшуватися, відхиляючись від оптимального значення. Тому розімкнений зв'язок необхідно вибрати так, щоб компенсувати це відхилення.

Розкривши вираз (2.54), отримаємо вираз для приросту величини  $\Delta W_L$ , таким чином:

$$\Delta w_L = \frac{1}{2(mA_0KT_2 + 1)}(K_3K_4)^2 + \frac{A_0K}{(mA_0K + 1/T_2)}(K_3K_4). \quad (2.57)$$

З цього виразу видно, 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 [143,144]. Отже, збільшення абсолютного значення коренів характеристичного рівняння при збереженні оптимального значення дисперсії фазової помилки, обмежене лише фізично досяжним значенням параметра  $T_2$  фільтру.

Таким чином, в умовах фазової нестабільності генераторів, збільшення шумової смуги пропускання вхідного сигналу можна досягнути застосувавши в замкнутому контурі КСС ПФ та здійсненням відповідного підбору параметрів передавальної функції ланки розімкненого каналу.

В умовах фазової нестабільності генераторів КСС шляхом підбором параметрів ПФ можна забезпечити необхідну динаміку системи та досягти збереження оптимального значення дисперсії фазової помилки в ній.

### **2.2.3 Методика оцінки обмежень, що формуються впливом випадкового вхідного сигналу на процес мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації**

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

Очевидно, що крім визначених в вказаних роботах чинників є ще ряд

факторів, що можуть чинити вплив та обмежувати можливості синтезу розімкнутого зв'язку вище вказаної системи синхронізації, що зазначалось також в роботі [53,84,99].

Ефективність застосування комбінованої системи синхронізації залежить загалом від різних чинників, та безпосередньо від рівня аддитивної перешкоди на вході системи, що зазначено в роботах [40, 43, 55].

Окрім цього існують інші фактори, що зменшують позитивний ефект від введення в систему додаткового складного розімкнутого зв'язку [83,92] .

При синтезі комбінованих систем синхронізації в замкнутий контур вводиться форсуючий сигнал  $N(S)$ , який чинить вплив на управляючий елемент генератора, що підстроюється, безпосередньо, чи через фільтр нижніх частот (рис. 2.1) [40,43,90]

Форсуючий сигнал  $N(S)$  пропорційний похідним вхідного сигналу. якщо система синхронізації використовується для стеження за доплерівським сигналом виду (1.33) [53, 109].

$$d(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} (\Omega_r t^{r+1}) (r+1)$$

А  $d(t)$  заданий функцією поліноміального типу то форсуючий сигнал може включати декілька похідних від вхідного сигналу [53,109].

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

Генератор, що підстроюється загалом є нелінійною ланкою з не лінійністю типу насичення [54,146]. Діапазон змін його вихідної частоти обмежений характеристиками управляючого елемента. Зміни другої похідної вихідної фази обмежені інерційністю генератор, що підстроюється і інерційністю фільтра, якщо форсуючий сигнал подається на вхід фільтра

низьких частот (ФНЧ). Тому ефект введення форсуючого сигналу зменшується через наявність вищеподаних обмежень і при синтезі КСС їх необхідно враховувати [146, 148-152]. Загалом, при формуванні вхідного впливу на систему детермінованим сигналом виду (1.33) та, якщо вхідний сигнал випадковий, необхідно врахувати обмеження на  $N$  похідних від фази вхідного сигналу, що накладаються на дисперсії похідних вихідної фази сигналу [40,53,89].

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

Розглянемо вирішення наукового завдання по мінімізації середньоквадратичної помилки, коли фаза сигналу модульована випадковим процесом (2.23)/

Моделюючи сигнал  $m(t)$  в подальшому будемо приймати в вигляді двох типів: з «максимально плоскою (батервортовською) формою спектра» та асимптотичні гаусовські процеси. Їх енергетичні спектри можна описати відповідно виразами (2.22), (2.23) [109,117]:

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

При  $n=2$  на дисперсію першої і другої похідних вихідної фази накладаються обмеження [109,130]:

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

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

[83].

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

Для цього введемо функціональну залежність, що пов'язує дисперсію фазової помилки з дисперсією першої і другої похідної вихідної координати з врахуванням обмежень в КСС [109,117]:

$$F = I_{\varphi} + \rho_1 I_{\ddot{\varphi}_{out}} + \rho_2 I_{\dot{\varphi}_{out}}, \quad (2.58)$$

Де  $\rho_1, \rho_2$  – множники Лагранжа,  $I_{\varphi} = \sigma_{\ddot{\varphi}_{out}}^2$ ,  $I_{\dot{\varphi}_{out}} = \sigma_{\dot{\varphi}_{out}}$ ,  $I_{\varphi_{out}} = \sigma_{\varphi_{out}}^2$ .

Перша складова визначає мінімальне значення фазової помилки та визначається виразом (2.59)

$$\sigma_{\varphi K min}^2 = \sigma_{\varphi 3}^2 - \Delta \sigma_{\varphi}^2, \quad (2.59)$$

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

Першу складову також можна визначити виразом який після нескладних перетворень можна записати в вигляді [109,147].

$$I_{\varphi} = A_1 K_4^2 + A_2 K_4 + A_3,$$

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

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

$$I_{\dot{\varphi}_{\text{ввх}}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\varphi K}(j\omega)(j\omega)|^2 G_M(\omega) d\omega \leq Q_1, \quad (2.60)$$

$$I_{\ddot{\varphi}_{\text{ввх}}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\varphi K}(j\omega)(j\omega)^2|^2 G_M(\omega) d\omega \leq Q_2 \quad (2.61)$$

Підставивши в вищеподані співвідношення вирази для передавальних та енергетичних функцій

$$W_{\varphi K}(s) = (b_0 s^2 + b_1 s) / (a_0 s^2 + a_1 s + a_2) = D_{\varphi K}(s) / F_3(s), \quad (2.62)$$

$$G_2(w, n) = K_2(n) / \left[ 1 + \left( \omega / \sqrt{n} \omega_c \right)^{2n} \right]^n, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.63)$$

і визначивши інтеграли по виразу (2.20) в вигляді інтегралу:

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

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

отримаємо

$$\begin{aligned} I_{\dot{\varphi}_{\text{ввх}}} &= \frac{K_m^2 \varepsilon}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\varepsilon_0 (j\omega)^2 + \varepsilon_1 (j\omega)}{a_{10} (j\omega)^2 + a_{11} (j\omega) + a_{12}} \right|^2 \frac{d\omega}{(\omega_c^2 + \omega^2)^2} = \\ &= \frac{K_m^2 \varepsilon}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta_{10\dot{\varphi}} (j\omega)^6 + \beta_{11\dot{\varphi}} (j\omega)^4 + \beta_{12\dot{\varphi}} (j\omega)^2 + \beta_{13\dot{\varphi}}}{\left| \alpha_{20} (j\omega)^4 + \alpha_{21} (j\omega)^3 + \alpha_{22} (j\omega)^2 + \alpha_{23} (j\omega) + \alpha_{24} \right|^2} d\omega = \\ &= \frac{K_m^2 \varepsilon}{2} \frac{\alpha_{21} \beta_{12\dot{\varphi}} - \alpha_{23} \beta_{11\dot{\varphi}}}{\alpha_{20} \alpha_{23}^2 + \alpha_{24} \alpha_{21}^2 - \alpha_{21} \alpha_{22} \alpha_{23}} = \varepsilon_1 K_4^2 + \varepsilon_1 K_4 + \varepsilon_3 \end{aligned}$$

де  $\beta_{10\dot{\varphi}} = \beta_{13\dot{\varphi}} = 0$ ,  $\beta_{11\dot{\varphi}} = B_0^2$ ,  $\beta_{12\dot{\varphi}} = B_1^2$ ,  $B_1 = -(\alpha_{23} A_0^2 K_3 K_m^2 \varepsilon) / C_0$ ,  
 $B_2 = -2(\alpha_{23} A_0^2 K_1 K_3 K_m^2 \varepsilon) / C_0$ ,  $B_3 = -(\alpha_{21} + \alpha_{23})(A_0 K_1 K_3^2 \varepsilon) / C_0$ .

$$I_{\phi_{\text{ввх}}} = \frac{K_m^2 \epsilon}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\epsilon_0(j\omega)^3 + \epsilon_1(j\omega)^2}{a_0(j\omega)^2 + a_1(j\omega) + a_2} \right|^2 \frac{d\omega}{(\omega_c^2 + \omega^2)^2} =$$

$$= D_1 K_4^2 + D_2 K_4 + D_3$$

$$\text{де } D_1 = - \left[ (A_0 K_3)^2 (\alpha_{22} \alpha_{23} - \alpha_{21} \alpha_{24}) K_m^2 \epsilon \right] / (\alpha_{20} C_0),$$

$$D_2 = - \left[ 2K_1 (A_0 K_3)^2 (\alpha_{22} \alpha_{23} - \alpha_{21} \alpha_{24}) K_m^2 \epsilon \right] / (\alpha_{20} C_0),$$

$$D_3 = - \left[ (A_0 K_1 K_3)^2 (\alpha_{22} \alpha_{23} - \alpha_{21} \alpha_{24} + \alpha_{20} \alpha_{23}) K_m^2 \epsilon \right] / (\alpha_{20} C_0).$$

Тоді функціонал (2.58) для системи синхронізації з комбінованим регулюванням можна записати наступним чином:

$$F_K = A_1 K_4^2 + A_2 K_4 + A_3 + \rho_1 (\epsilon_1 K_4^2 + \epsilon_2 K_4 + D_3) + \rho_2 (\epsilon_1 K_4^2 + \epsilon_2 K_4 + D_3) \quad (2.64)$$

Аналогічний функціонал для системи з принципом регулювання по відхиленню отримаємо із нерівності (2.64) при підстановці в останнє значення  $K_4=0$ .

$$F_3 = A_3 + \rho_1 \epsilon_3 + \rho_2 D_3 \quad (2.65)$$

Оптимальне значення параметра додаткового зв'язку, що може мінімізувати функціонал (2.64), знайдемо, якщо візьмемо похідну від  $F_K$  по параметру і прирівняємо її до «0»

$$K_{4OPT} = - \frac{A_2 + \rho_1 b_2 + \rho_2 D_2}{2(A_1 + \rho_1 b_2 + \rho_2 D_1)} \quad (2.66)$$

Для визначення множника Лагранжа підставимо значення  $K_{4OPT}$  з (2.66) в рівняння обмежень (2.60) та отримаємо наступну систему рівнянь:



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

Рішення якої дає можливість визначити значення  $\rho_1$ ,  $\rho_2$

На підставі виразів (2.64), (2.65), (2.66) проведемо математичне моделювання та побудуємо та уточнимо графіки залежностей

$$F_k/F_3 = f_1(F_4), K_{4OPT} = f_2(\rho)/$$

Значення параметрів ланок системи і вхідного сигналу приймемо в значеннях:

$$T_1=0,01 \text{ с}, T_2=0,1 \text{ с}, K_1=K_3=A_0^2=1.$$

Відповідні графіки, з уточненнями по розрахунку та умовам моделювання подані на Рис. 2.6 і Рис. 2.7 [136].

Аналіз приведених на Рис. 2.6 та Рис. 2.7 залежностей показує, що, якщо в системі є обмеження по будь якій координаті, то ефект від введення додаткової ланки знижується.

При цьому, при збільшенні обмеження, відношення відповідних функціоналів для КСС та ЗСС наближаються до одиниці. Рис.2.6. Крім цього, з графіків Рис.2.7 можна помітити, що при збільшенні обмежень, що накладаються на вихідну координату, параметр чисельника додаткової 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  $\rho_1=0,74 \times 10^{-1}$ ;  $\rho_2=0,87 \times 10^{-3}$ .

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

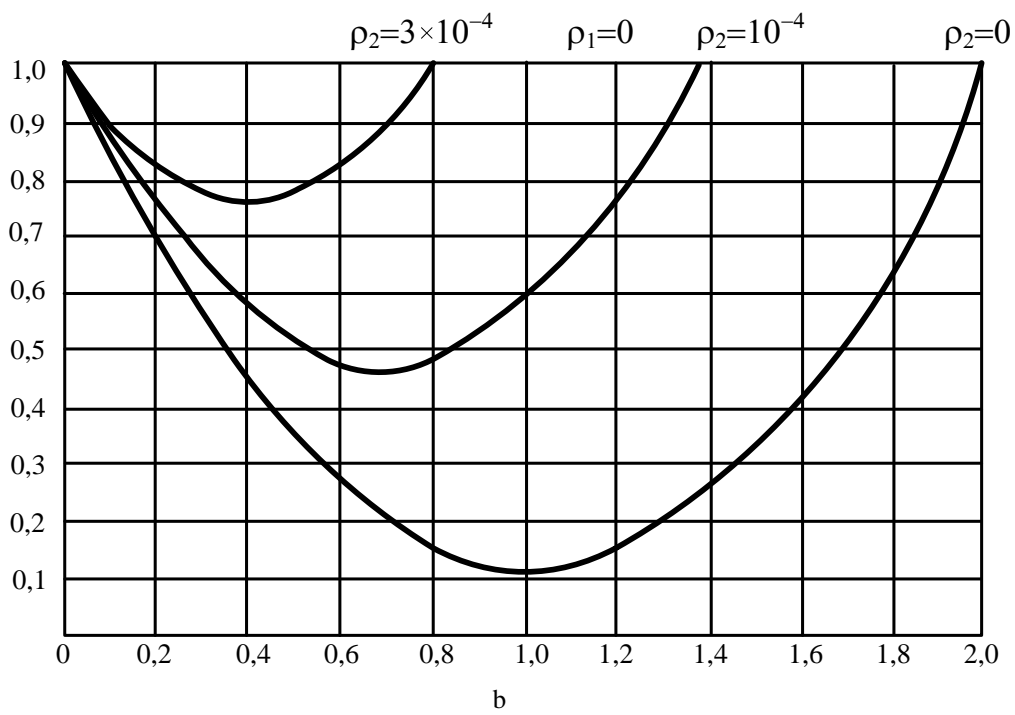
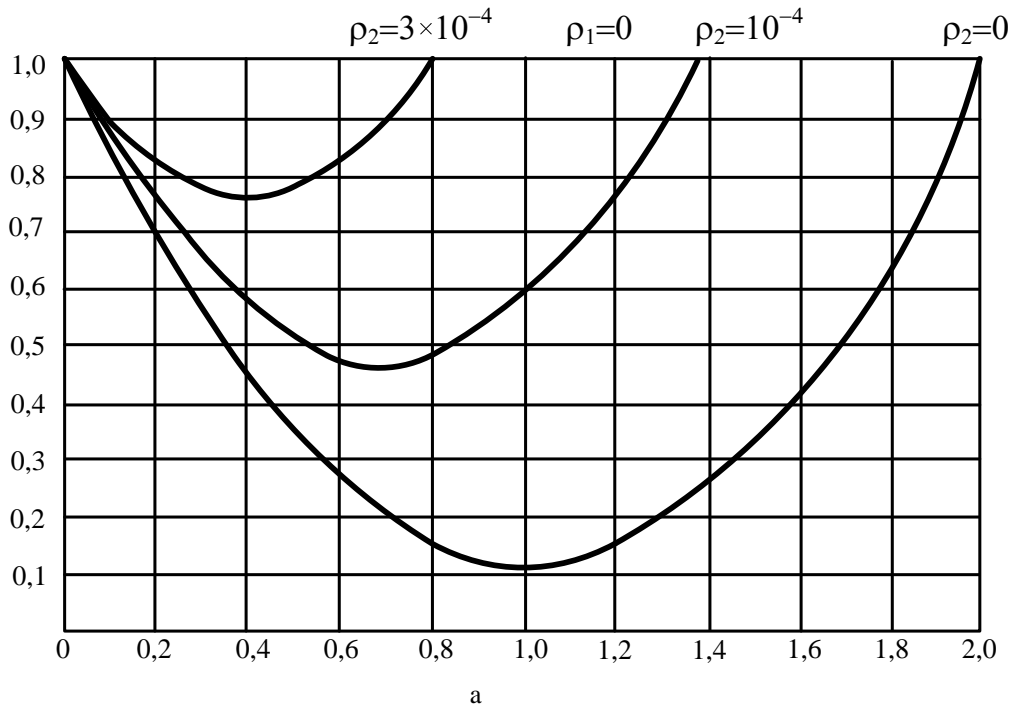


Рис. 2.6 Графік залежності

$$F_K/F_3 = f_1(K_D)$$

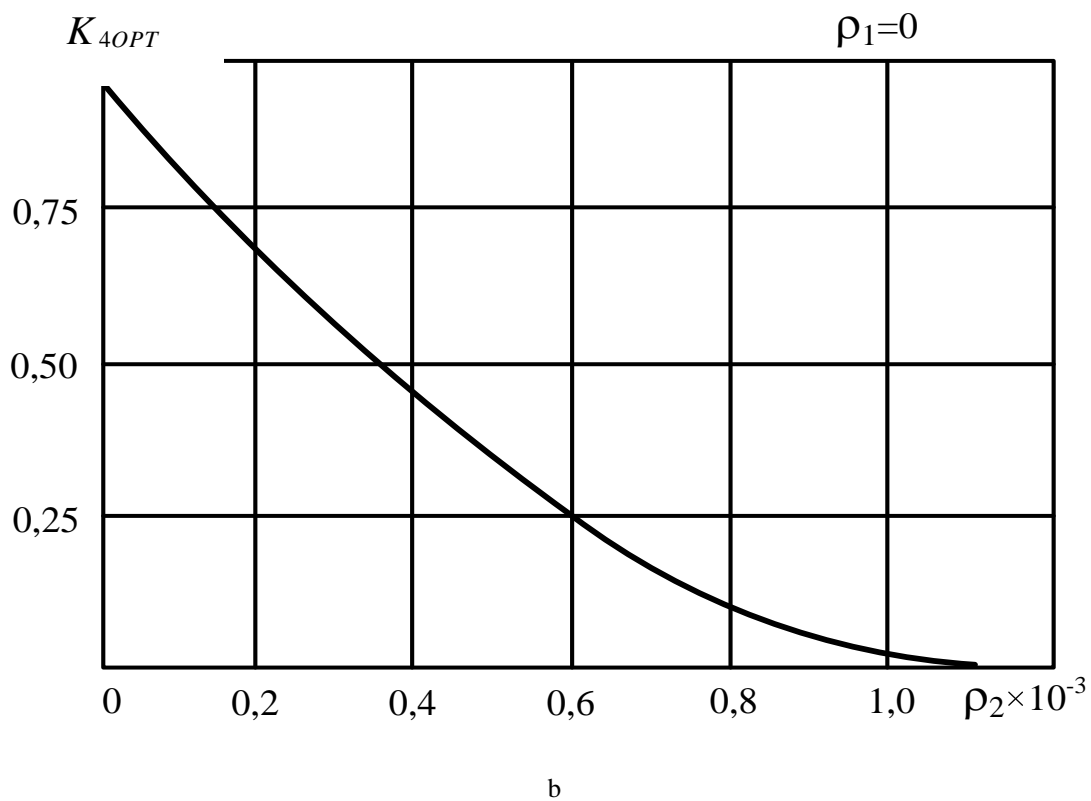
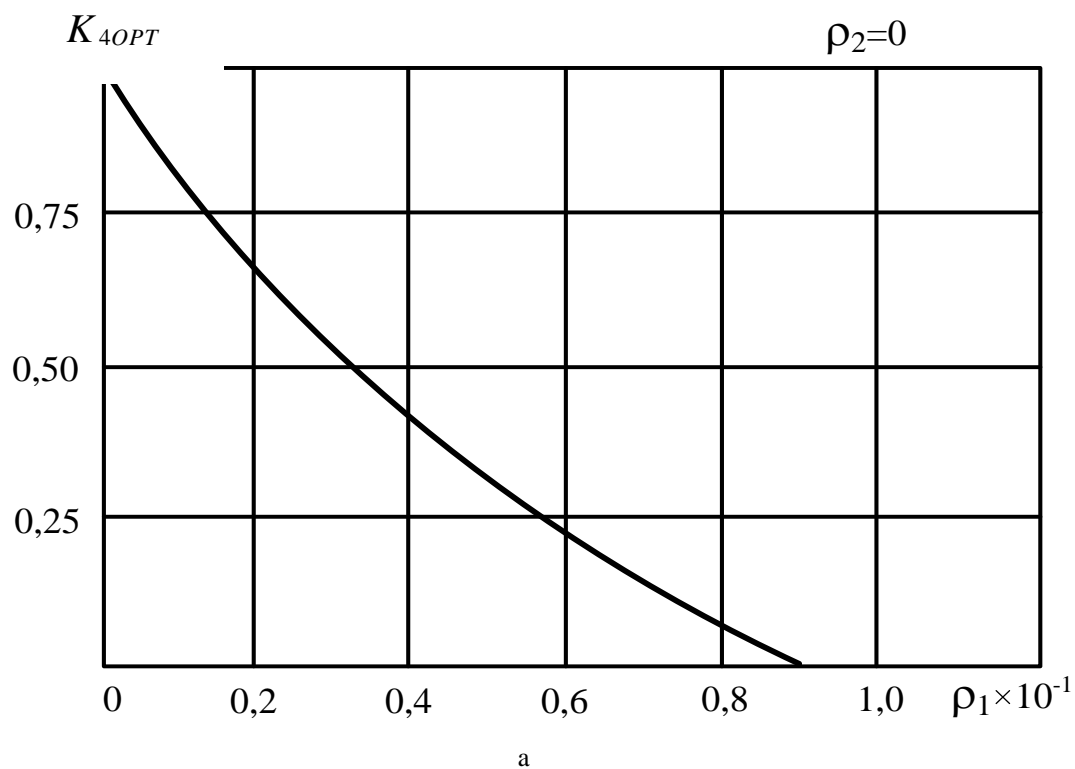


Рис.2.7 Графік залежності  
 а –  $K_{4OPT} = f_1(\rho_1)$ , б –  $K_{4OPT} = f_2(\rho_2)$ ,

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

Одним з методів зменшення впливу шумових завад на вході системи синхронізації достатньо показово поданий в роботах [153,154]. Наукова стаття [154] присвячена ортогональній лагерровській фільтрації шумових процесів, які описуються лінійними випадковими процесами. Запропонований метод фільтрації дає можливість зменшити вплив шумових завад, які описуються стаціонарними лінійними випадковими процесами, при роботі кореляційних систем. Ідея цього методу полягає у використанні ортогональних фільтрів Лагерра в якості вхідних ланок кореляційної системи. Вказаний метод може бути використаний в подальших дослідженнях щодо підвищення ефективності процесу мінімізації дисперсії фазової помилки в процесі стеження за несучою частотою.

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

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

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

### 2.2.4 Методика оцінки впливу відхилень параметрів каналів обробки вхідного сигналу на фазову помилку комбінованої системи синхронізації

Підвищення точності роботи системи фазової синхронізації вимагає розгляду цієї системи, як системи високого порядку точності. В свою чергу, характеристики систем високого порядку виявляються досить чутливими до змін параметрів схеми і коефіцієнтів посилення. З підвищенням точності роботи системи синхронізації, помилки, викликані відхиленнями параметрів схеми стають порівнянними з помилками від збурень. Тому в комбінованих системах синхронізації необхідно досліджувати чутливість важливих координати системи до відхилень параметрів ланок замкнутого і розімкнутого каналів.

Для оцінки чутливості скористаємося підходами та методами, викладеної в роботах [54,155–157]. При цьому розглянемо для спрощення систему синхронізації, що стежить за доплерівським сигналом виду (1.33) за відсутності шуму.

$$d(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} (\Omega_r t^{r+1}) (r+1)$$

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

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \Phi_{ex}(s) - \Phi_{vix}(s), \\ \Phi_{vix}(s) &= W_3(s)W_4(s)\Phi_{ex}(s) + W_1(s)W_2(s)W_3(s)\Phi(s). \end{aligned}$$

З цих рівнянь знаходимо вираз для фазової помилки

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

Подамо його в наступній формі:

$$\varphi(S) = W_{\varphi 1}(S) \varphi_{\text{вх}}(S) - W_{\varphi 2}(S) \varphi_{\text{вх}}(S), \quad (2.67)$$

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

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

З виразу (2.67) видно, що вхідний вплив  $\varphi_{\text{вх}}(t)$  впливає на величину фазової помилки  $\varphi(t)$  по каналу, що містить лише ланки замкнутого контуру через передавальну функцію  $W_{\varphi}(S)$  та по каналу, в який входить передавальна функція розімкнутого зв'язку. Природно, що при зміні параметрів цих каналів буде також змінюватись і помилка системи.

Зобразимо структурну схему КСС, що включає два канали відповідно виразам 2.67 (Рис.2.8)

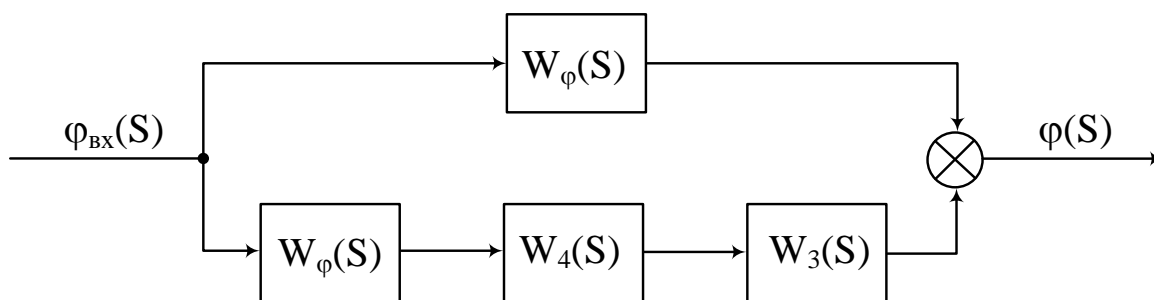


Рис.2.8 Структурна схема КСС для визначення чутливості фазової помилки до параметрів системи

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

$$\varphi(S) = \varphi_1(S) + \varphi_2(S), \quad (2.68)$$

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

Використавши рівність (1.39) кожен складову вираз (2.68) можна подати в вигляді наступного ряду:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= (D'_0 + D'_1 p + \dots + D'_m p^m) \varphi_{\text{вх}}(t), \\ \varphi_2(t) &= (D''_0 + D''_1 p + \dots + D''_m p^m) \varphi_{\text{вх}}(t), \end{aligned} \quad (2.69)$$

Де  $D'_i, D''_i$  – коефіцієнти складових помилок, що отримані в наслідок розкладу оператора  $W_{\varphi_1}(S)$  и  $W_{\varphi_2}(S)$  відповідно в ряд Тейлора в околиці точки  $S=0$ . Якщо передавальну функцію системи (чи каналу) подати в вигляді [139, 158]:

$$W_{\varphi_i}(t) = \frac{a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0}{C_n S^n + C_{n-1} S^{n-1} + \dots + C_1 S + C_0}, \quad (2.70)$$

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

$$\begin{aligned} D_0 &= a_0 / C_0, \\ D_1 &= (a_1 - D_0 C_1) / C_0, \\ D_2 &= (a_2 - D_0 C_2 - D_1 C_1) / C_0, \\ &\dots \\ D_n &= \left[ a_n - \sum_{i=0}^{n-1} D_i C_{n-i} \right] / C_0. \end{aligned} \quad (2.71)$$

З рівності (2.69) видно, що складові помилки є функціями курування сигналу і коефіцієнтів помилок. Тобто:

$$\begin{aligned}\varphi_1(t) &= f_1(D'_0, D'_1, \dots, D'_m, \varphi_{ex}) \\ \varphi_2(t) &= f_2(D'_0, D'_1, \dots, D'_m, \varphi_{ex})\end{aligned}\quad (2.72)$$

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

$$\begin{aligned}D'_0 &= f'_0(\xi'_1, \xi'_2, \dots, \xi'_e) \\ D'_1 &= f'_1(\xi'_1, \xi'_2, \dots, \xi'_e, D'_0) \\ &\dots\dots\dots \\ D'_m &= f'_m(\xi'_1, \xi'_2, \dots, \xi'_e, D'_0, \dots, D'_{m-1}) \\ D''_0 &= f''_0(\xi''_1, \xi''_2, \dots, \xi''_n) \\ D''_1 &= f''_1(\xi''_1, \xi''_2, \dots, \xi''_n, D''_0) \\ &\dots\dots\dots \\ D''_m &= f''_m(\xi''_1, \xi''_2, \dots, \xi''_n, D''_0, \dots, D''_{m-1})\end{aligned}$$

Де:  $\xi'_i$  – відхилення параметрів елементів першого каналу з передавальною функцією  $W_{\varphi 1}(S)$  (всього  $e$  параметрів), а  $\xi''_j$  – відхилення параметрів елементів другого каналу з передавальною функцією  $W_{\varphi 2}(S)$  (всього  $n$  - каналів). Розклавши складові помилки (2.72) в ряд Тейлора з врахуванням відхилень параметрів і обмежившись першими двома членами, вираз фазової помилки з врахуванням відхилень параметрів розімкнутого і замкнутого каналів можна виразити наступним чином:

$$\varphi^*(t) = \varphi_{10}(t) + \varphi_{20}(t) + \sum_{s=1}^e Z_{\xi'_s} + \sum_{j=1}^n Z_{\xi''_j} \Delta \xi''_j, \quad (2.73)$$

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

$$\sum_{i=1}^m \frac{\partial \varphi_1^*(t)}{\partial \Delta D'_i} \sum_{p=0}^{i-1} \frac{\partial \Delta D'_i}{\partial \Delta D'_p} \frac{\partial \Delta D'_p}{\partial \Delta D \xi'_s} \Delta \xi'_s = Z_{\xi'_s}, \quad (2.74)$$



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

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

Вираз (2.73) дозволяє оцінити ступінь впливу відхилень любого параметра на величину помилки.

Оцінимо вплив відхилень параметрів елементів замкнутого і розімкнутого каналів на установлену фазову помилку при лінійній зміні вхідної фази фази (при  $\varphi_0=0$ ,  $r=0$ , (1.33)  $\varphi_{\text{вх}}(t)=\Omega_0 t$ ).

В відповідності до співвідношення (2.67) і з врахуванням виразу для передавальної функції ланки знайдемо зображення фазової помилки:

$$\varphi(S) = \frac{\beta_0 S^2 + \beta_1 S}{a_0 S^2 + a_1 S + a_2} \varphi_{\text{вх}}(S) - \frac{\beta_0 S^2 + \beta_1 S}{\alpha_0 S^3 + \alpha_1 S^2 + \alpha_2 S + \alpha_3} \varphi_{\text{вх}}(S),$$

де  $a_0 = \epsilon_0 = T_2$ ;  $a_1 = 1 + A_0 K_n$ ;  $a_2 = A_0 K_n$ ;  $\epsilon_1 = 1$ ;  $K = K_n K_2$ ;  $K_n = A_1 K_1 K_3$ ;  $\beta_0 = T_2 K_3 K_4$ ;  $\beta_1 = K_2 K_4$ ;  $\alpha_1 = T_2 + (1 + K) T_4$ ;  $\alpha_2 = 1 + K + K_n T_4$ ;  $\alpha_3 = K_n$ .

Похідні від вхідного впливу будуть:

$$\varphi'_{\text{вх}}(t) = \Omega_0; \quad \varphi''_{\text{вх}}(t) = \varphi'''_{\text{вх}}(t) = \dots = 0.$$

По виразам (2.71) визначимо коефіцієнти складових помилок:

$$D'_0 = \epsilon_1 / a_2 = 0; \quad D'_1 = \epsilon_1 / a_2 = 1 / (K_1 K_3);$$

$$D''_0 = \beta_2 / \alpha_3 = 0;$$

$$D''_1 = \beta_1 / \alpha_3 = (\epsilon_1 K_3 K_4) / a_2 = K_4 / K_1$$

Тобто, вираз для складових помилки буде мати наступний вигляд:

$$\begin{aligned}\varphi_1(t) &= D'_0 \Omega_0 t + D'_1 \Omega_0 = \Omega_0 / (K_1 K_3), \\ \varphi_2(t) &= D''_0 \Omega_0 t + D''_1 \Omega_0 = (K_4 \Omega_0) / K_1.\end{aligned}$$

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

В відповідності з формулами (2.74) визначаємо функцію чутливості.

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

$$\begin{aligned}Z'_{D'_1} &= \left. \frac{\partial \varphi_1(t)}{\partial \Delta D'_1} \right|_{\Delta D'_1=0} = \Omega_0, \quad Z'_{D'_1 K_1} = \frac{\partial \Delta D'_1}{\partial \Delta K_1} = -\frac{1}{K_1^2 K_3}, \\ Z'_{D'_1 K_3} &= \left. \frac{\partial \Delta D'_1}{\partial \Delta K_3} \right|_{\Delta K_3=0} = \frac{1}{K_1 K_3^2}, \quad Z'_{K_1} = \frac{\partial \varphi_1(t)}{\partial \Delta D'_1} \times \left. \frac{\partial \Delta D'_1}{\partial \Delta K_1} \right|_{\Delta K_1=0} = -\frac{\Omega_0}{K_1^2 K_3}, \\ Z'_{K_3} &= \frac{\partial \varphi_1(t)}{\partial \Delta D'_1} \times \left. \frac{\partial \Delta D'_1}{\partial \Delta K_3} \right|_{\Delta K_3=0} = -\frac{\Omega_0}{K_1 K_3^2}.\end{aligned}$$

Аналогічним чином знаходимо функції чутливості до відхилень параметрів другого каналу:

$$\begin{aligned}Z''_{D''_1} &= \left. \frac{\partial \varphi_2(t)}{\partial \Delta D''_1} \right|_{\Delta D''_1=0} = \Omega_0, \quad Z''_{D''_1 K_4} = \frac{\partial \Delta D''_1}{\partial \Delta K_4} \Big|_{\Delta K_4} = -\frac{1}{K_4}, \\ Z''_{D''_1 K_1} &= \left. \frac{\partial \Delta D''_1}{\partial \Delta K_1} \right|_{\Delta K_1=0} = -\frac{K_4}{K_1^2}, \quad Z''_{K_4} = \frac{\partial \varphi_2(t)}{\partial \Delta D''_1} \times \left. \frac{\partial \Delta D''_1}{\partial \Delta K_4} \right|_{\Delta K_4=0} = \frac{\Omega_0}{K_1}, \\ Z'_{K_1} &= \frac{\partial \varphi_2(t)}{\partial \Delta D''_1} \times \left. \frac{\partial \Delta D''_1}{\partial \Delta K_1} \right|_{\Delta K_1=0} = -\frac{K_4 \Omega_0}{K_1^2}.\end{aligned}$$

Вирази для помилок системи в вигляді (2.73) з врахуванням знайдених функцій чутливості приймуть наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \varphi^*(t) = \varphi_1^*(t) - \varphi_2^*(t) = D'_{10}\Omega_0 + Z'_{K_1}\Delta K_1 + Z'_{K_3}\Delta K_3 - (D''_{10}\Omega_0 + Z''_{K_4}\Delta K_4 + Z''_{K_1}\Delta K_1) = (D'_{10} - D''_{10})\Omega_0 + \\ + (Z'_{K_1} - Z''_{K_1})\Delta K_1 + Z'_{K_3}\Delta K_3 - Z''_{K_4}\Delta K_4 = (D'_{10} - D''_{10})\Omega_0 + \Omega_0 K_1^{-2}(K_4 - K_3^{-1})\Delta K_1 - \Omega_0 K_1^{-1}K_3^{-2}\Delta K_3 - \\ - \Omega_0 K_1^{-1}\Delta K_4 = \varphi_{10}(t) + \Delta\varphi(t), \end{aligned}$$

де  $D'_{10}$ ,  $D''_{10}$  – значення коефіцієнтів помилки при номінальному значенні параметрів,  $\varphi_{10}(t) = (D'_{10} - D''_{10})\Omega_0$ ,  $\Delta\varphi(t) = \Omega_0(K_4 - K_3^{-1})K_1^{-2}\Delta K_1 - \Omega_0 K_1^{-1}K_3^{-2}\Delta K_3 - \Omega_0 K_1^{-1}\Delta K_4$ .

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

$$\varphi^*(t) = \varphi_{10}(t) + \Omega_0 K_1^{-1} [K_1^{-1}(K_4 - K_3^{-1})\Delta K_1 + K_3^{-2}\Delta K_3 + \Delta K_4]. \quad (2.75)$$

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

$$\varphi^*(t) = \Omega_0 K_1^{-1} (K_3^{-2}\Delta K_3 + \Delta K_4). \quad (2.76)$$

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

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

Порівняння виразів (2.75) та (2.76) показує, що відхилення параметрів  $K_1$  і  $K_3$  в ЗСС та  $K_3$  і  $K_4$  в КСС дають еквівалентний приріст фазової похибки.

### **2.3 Методика синтезу складного розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації**

Відповідно висновків, отриманих в результаті досліджень, викладених в підрозділі (2.2), оцінка можливостей КСС з розімкнутим (компенсуючим) зв'язком щодо мінімізації дисперсії фазової помилки в умовах впливу адитивного гаусівського шуму шляхом підбору параметрів складових елементів схеми побудови простого розімкнутого зв'язку показали наступне. Зменшення дисперсії фазової помилки за рахунок введення розімкнутого зв'язку по заданому рівню впливу залежить від рівня сигналу шуму та від індексу модуляції фази вхідного сигналу. При застосуванні в якості простого розірваного зв'язку частотного дискримінатора, включеного в схему комбінованої системи синхронізації паралельно, мінімальна дисперсія фазової помилки при рості рівня шуму до певної критичної межі має обмеження. А даний розірваний зв'язок втрачає свою ефективність. Питання оцінки більш складних схем розірваного зв'язку в роботі не розглядалися.

Таким чином розробка математичних моделей, які дають змогу синтезувати схеми з складним розімкнутим зв'язком в комбінованих системах синхронізації та оцінка можливостей вказаних схем щодо мінімізації дисперсії фазової помилки є актуальною науковою задачею, розв'язанню якої присвячено даний пункт розділу.

Попередньо встановлено (п.2.2), [100-103,136], якщо простий розімкнутий зв'язок з передавальною функцією не дозволяє зменшити дисперсію фазової помилки до потрібного значення то представляє практичний інтерес дослідження питання синтезу більш складних варіантів синтезу розімкнутого зв'язку з метою оцінки можливості досягти бажаних результатів в напрямку зменшити дисперсії фазової помилки при стеженні за несучою частотою.

Виходячи з того, що простий розімкнутий зв'язок може бути реалізованим в вигляді паралельної ланки доцільним є дослідження синтезу

послідовного поєднання таких ланок, кожна з яких має передавальну функцію виду [40,139]:

$$W_4(S) = \frac{(K_4 S)}{(T_4 S + 1)}. \quad (2.77)$$

Що дозволяє легко реалізувати цю ланку в вигляді

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=V_3}^n K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S)$$

Отримаємо передавальні функції комбінованої системи синхронізації по помилці і за збуренням, підставивши в їх відповідні вирази

$$W_{\phi K}(S) = \frac{D_{\phi K}(S)}{F_3(S)}, \quad W_K(S) = \frac{D_K(S)}{F_3(S)}, \quad [40,42]: \text{ значення } W_4(S), \text{ визначені виразом (2.77).}$$

Отримаємо співвідношення, визначені виразом (2.78).

Аналіз виразів (2.78) показує, що при такому розімкнутому зв'язку в чисельнику і знаменнику його передавальних функцій є певна кількість коефіцієнтів, що залежать від параметрів розімкнутого каналу. Варюванням вказаними коефіцієнтами в широких межах можна досягти потрібної якості функціонування системи.

Відомо [37,39] що проста замкнута система синхронізації (ЗСС) є оптимальною по мінімуму дисперсії фазової помилки. А додаткове зменшення вказаної величини в даній системі неможливе через особливості її функціонування. Якщо прийняти в якості вихідної умови неоптимальну структуру ЗСС то представляє практичний інтерес методом оптимізацію її параметрів оцінити можливість забезпечення потрібної якості перехідного процесу в цій системі. Якщо буде отримана позитивна оцінка що до такої можливості, то в подальшому, методом синтезу розімкнутого зв'язку при

умові зменшення дисперсії фазової помилки можна оцінити можливість що до отримання оптимальності системи по  $\min \Delta\sigma_{\phi}^2$ .

$$W_{\phi K}(S) = \frac{\left[ F_3(S) \prod_{i=1}^n F_{ni}(S) - D_3(S) \prod_{i=1}^n D_{ni}(S) \right] F_1(S) F_2(S)}{\left[ F_1(S) F_2(S) F_3(S) + D_1(S) D_2(S) D_3(S) \right] \prod_{i=1}^n F_{ni}(S)} = \frac{D_{\phi K}(S)}{F_K(S)},$$

$$W_K(S) = \frac{\left[ D_1(S) D_2(S) \prod_{i=1}^n F_{ni}(S) - F_1(S) F_2(S) \prod_{i=1}^n D_{ni}(S) \right] D_3(S)}{\left[ F_1(S) F_2(S) F_3(S) + D_1(S) D_2(S) D_3(S) \right] \prod_{i=1}^n F_{ni}(S)} = \frac{D_K(S)}{F_K(S)}. \quad (2.78)$$

Визначимо параметр  $K_4$  додаткової ланки розімкнутого зв'язку при якому дисперсія фазової помилки в системі КСС не перевищує мінімального значення  $\Delta\sigma_{\phi OPT}^2$  оптимальної системи. Для цього приймемо, що  $\Delta\sigma_{\phi K}^2 = \Delta\sigma_{\phi OPT}^2$  з чого отримаємо наступне 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 необхідно виконати дві умови.

$$\delta_2 < 0 \quad \text{та} \quad \delta_2^2 - 4\delta_1(\delta_3 - \sigma_{OPT}^2) \geq 0.$$

Перша з цих нерівностей задовольняється при виконанні нерівності (2.79) [100]:

$$(A_0 K T_1) < \frac{(2q T_2 \omega_c^2 K_m^2)}{(a_0 \omega_c^2 + a_1 \omega_c + a_2)}. \quad (2.79)$$

Друга нерівність в розгорнутому виді можна подати як:

$$m^2(A_0K)^2 - 2q\omega_c^2K_m^2(2m+1)(A_0K) + 4q^2\omega_c^4K_m^4 \geq 0$$

При вирішенні цієї нерівності отримаємо наступні дві умови:

$$m \geq 0,5 \quad A_0K \geq 4\sqrt{q\omega_c} K_m$$

Тобто, для отримання фізично реалізуємого розімкнутого зв'язку, який забезпечить оптимальне значення дисперсії фазової помилки в системі, параметри замкнутого контуру повинні задовольняти наступній умові [100,115]:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0K T_1 < m \geq (2q\omega_c^2 T_2 K_m^2) / (a_0\omega_c^2 + a_1\omega_c + a_2) \\ m \geq 0,5 \\ A_0K < 5,65B \end{array} \right\} \quad (2.80)$$

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

Тепер визначимо співвідношення для знаходження параметрів замкнутого контуру з умови забезпечення швидко згасаючого перехідного процесу.

Для того, щоб перехідний процес в КСС завершився в короткий в порівнянні з оптимальною ЗСС термін часу необхідно, щоб корні характеристичного рівняння КСС  $F_K(s) = a_0s^2 + a_1s + a_2$  (чи їх дійсні частини) по модулю біли більші дійсних частин корнів характеристичного рівняння оптимальної ЗСС. Для досягнення цієї умови повинна виконуватися вимога:

$a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4a_0a_2} \gg 2a_0b$ , а для того, щоб перехідний процес в КСС був аперіодичним, необхідний також забезпечити виконання умови:  $a_1^2 \geq 4a_0a_2$ .

При цьому перша умова буде  $a_0^2 a_0 b$ . Розкривши її отримаємо:

$$A_0K T_1 \gg 2B T_2 - 1.$$

Умова  $a_1^2 \geq 4a_0a_2$  в розгорнутому виді дає наступні співвідношення.

$$A_0KT_1 > (2 - m + 2\sqrt{1 - m})/m$$

Отже, спільне рішення нерівностей

$$\begin{cases} A_0KT_1 \gg 2BT_2 - 1 \\ A_0KT_1 > (2 - m + 2\sqrt{1 - m})/m \\ A_0KT_1 < (2 - m + 2\sqrt{1 - m})/m \end{cases} \quad (2.81)$$

Дозволяє знаходити параметри замкнутого контуру з умови забезпечення потрібної якості перехідного процесу, а спільний розгляд умов (2.80) та (2.81) накладає на параметри замкнутого контуру обмеження, пов'язані з вимогами щодо фізичної реалізує мості розімкнутої ланки.

Введемо наступні позначення:

$$\rho_1 = 2bT_2 - 1, \quad \rho_2 = (2 - m + 2\sqrt{1 - m})/m$$

$$\rho_3 = \frac{(2q\omega_c^2 T_2 K_m^2) / (a_0\omega_c^2 + a_1\omega_c + a_2) = -\omega_c T_2 (1 + T_2) + 4\epsilon T_2 \sqrt{1/m} + \omega_c T_2}{2 + m\omega_c T_2} m$$

Тоді величина  $A_0KT_1$ , що задовольняє умовам (2.80) та (2.81) може бути записана наступним чином:

$$\rho_1 \ll \rho_2 \leq A_0KT_1 < \rho_3 \quad (2.82)$$

Чи



$$\rho_1 \ll A_0 K T_1 \leq \rho_2 < \rho_3 \quad (2.83)$$

Проведемо математичне моделювання для отримання даних, необхідних для аналізу можливостей щодо впливу параметрів складного розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації на дисперсію фазової помилки вказаної системи.

На рис.2.9 подано результати вказаного моделювання в вигляді залежності  $\rho_1 = f(m, T_2)$  з урахуванням вимог, поданих в [159]. 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 (2.82) та (2.83), на Рис.2.9 заштриховані.

Аналіз залежностей, поданих на Рис.2.9 показує, що  $m < 0,5$  умова (2.82) не виконується (верхній заштрихований сектор перероджується в 0). При  $m > 0,5$  в верхньому секторі не виконується друга вимога системи рівнянь (2.80). Тому для прийнятих значень допустимим є нижній заштрихований сектор параметрів (2.83) (в цьому секторі  $m \in [0; 1]$ ).

З другої умови нерівності (2.80) знаходимо  $A_0 K \leq 5,65$ в.

Для  $m=0,5$  отримаємо  $A_0 K = 3,17 \times 10^5$ . Оскільки  $\rho_2 (m=0,5) = 0,18$  то в відповідності з (2.83) приймемо  $A_0 K T_1 = 0,17$ .

Тоді  $T_1 = 5,36 \times 10^{-7}$ ,  $T_2 = 1,01 \times 10^{-6}$ . При таких значеннях параметрів системи, корні характеристичного рівняння КСС будуть  $S_1 = -5,5 * 10^5$ ;  $S_2 = -6,2 * 10^5$ . Тобто її швидкодія в 2.4 рази більше, чим в оптимальній ЗСС, корні характеристичного рівняння якої дорівнюють  $S_{1,2} = -2,25 * 10^5 (1 \pm j)$ .

Для параметра  $K_4$  розімкнутого зв'язку при цьому отримаємо  $K_4 = 0,69$ .

Визначимо оптимальні значення параметрів замкнутого контуру з умови максимальної швидкодії при оптимальній дисперсії фазової

помилки. Раніш було показано, що при зменшенні параметра  $T_2$  збільшується абсолютне значення корнів характеристичного рівняння та швидкодію. Однак мінімальне значення обмежено умовою (2.80) тобто умовою фізичної реалізуємості розімкнутого зв'язку:

$$T_2 \geq \frac{(a_1 \omega_c + a_0) A_0 K T_1}{2q \omega_c^2 K_m^2 - A_0 K T_1 \omega_c^2}$$

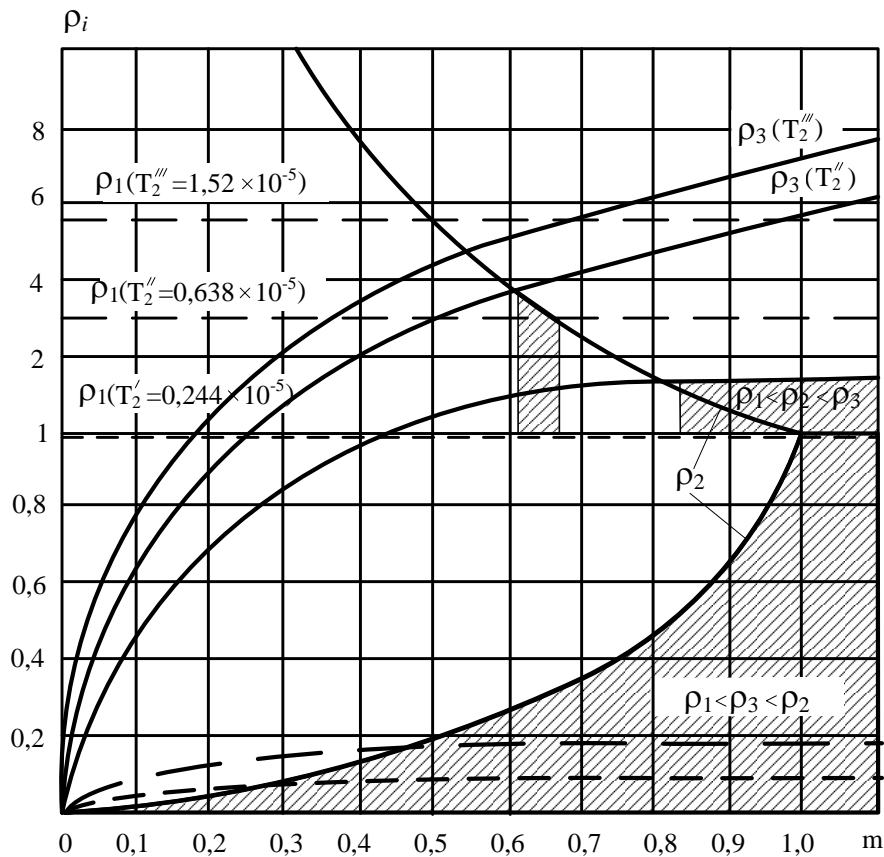


Рис.2.9 Залежності  $\rho_1 = f(m, T_2)$

Розкривши цей вираз для граничного виразу  $T_2$  отримаємо наступну нерівність:

$$2q \omega_c^2 K_m^2 - mA_0 K T_2 \omega_c^2 = (mA_0 K)^2 T_2 + mA_0 K (\omega_c + A_0 K)$$

Інші параметри розімкнутого контуру будемо шукати з умови задоволення нерівності (2.83) -  $A_0 K T_1 \leq \rho_3$ , або в граничному випадку  $A_0 K T_1 = \rho_3$ .

Замінімо  $\rho_3$  наближеним виразом  $\rho_3 \approx (-m \omega_c T_2 + 4b\sqrt{m T_2})/2$

Тоді друге рівняння буде  $2(m A_0 K) = 4b\sqrt{m - m \omega_c}$ .

Знайшовши з нього  $m$  (чи  $A_0 K$ ) і підставивши його в попереднє рівняння отримаємо залежність  $T_2 = f(A_0 K)$  (чи  $T_2 = f(m)$ )

Вирішивши рівняння  $dT_2/dm = 0$  з урахуванням області існування  $m$  (чи  $A_0 K$ ) (2.80) знайдемо оптимальне значення параметрів фільтра.

Так, 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  $S_1 = -7,95 \times 10^6$ .

Отже, швидкодія системи в оптимальному мінімумі дисперсії фазової помилки для КСС, мінімізованої по перехідній помилці вище, чим для ЗСС в 6.44 рази при аперіодичному характері перехідного процесу [159,160].

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 реалізує мості ланок системи. Тобто завдання покращання динаміки системи синхронізації може бути вирішене шляхом синтезу більш складних розімкнутих зв'язків, що можуть бути фізично реалізовані. Оцінка таких можливостей та синтез більш складних ланок є окремою науковою задачею, яка буде вирішена в наступних роботах.

В роботі розроблені математичні залежності, що дозволяють провести синтез запропонованого варіанту складного розімкнутого зв'язку в

комбінованій системі синхронізації системи супутникового зв'язку та здійснена оцінка можливостей щодо перспектив мінімізації дисперсії фазової помилки в таких системах шляхом синтезування більш складних схем складного розімкнутого зв'язку.

Запропонована в роботі схема складного розімкнутого зв'язку включає дві ланки, з'єднанні послідовно. Оцінка її можливостей показала перспективність такого способу мінімізації фазової помилки в комбінованих системах синхронізації при умові підвищення динаміки системи.

## **2.4 Висновки до другого розділу**

1. Синтезовано модель системи фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації. Показано що дана модель інваріантна та має можливість до підвищення порядку астатизму до другого та вищих порядків.

2. Розроблено методику побудови схеми системи синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки. Вказана методика враховує фазову нестабільність опарних генераторів, вплив обмежень по вхідному сигналу та вплив параметрів замкнутого та розімкнутого каналів на дисперсію фазової помилки та забезпечує зменшення дисперсії до 25 % на фоні підвищення швидкодії системи до 1,6 разів відносно системи синхронізації замкнутого типу.

3. Розроблено методику синтезу складного розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки комбінованої системи синхронізації яка дозволяє побудувати схему комбінованої системи синхронізації при забезпеченні зменшення до 80 % значення дисперсії фазової помилки та до 2,5 разів збільшити її швидкодію в порівнянні з системами синхронізації замкнутого типу.

### РОЗДІЛ 3

## СИНТЕЗ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ В ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ ПРИЙОМУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

### 3.1. Синтез розімкнутого зв'язку при умові зменшення перехідної складової фазової помилки

Відомо, що одним з чинників внутрішніх збурень та перешкод радіоелектронної схеми, які безпосередньо впливають на динаміку всієї системи є перехідні процеси, що викликаються реакцією системи на перехід від одного стаціонарного стану в інший стаціонарний стан. Для системи фазової синхронізації вони можуть бути викликані випадками, коли вхідний сигнал приймається схемою вперше, при перериванні зв'язку, через доплеровський зсув частот тощо [40-43,53, 63].

Визначено [40-43, 161], що наявність таких перехідних процесів, як одного з видів внутрішніх збурень, викликає пониження динаміки системи синхронізації та впливає на значення дисперсії фазової помилки збільшуючи її значення на величину перехідної помилки. Через що знижується ефективність застосування системи синхронізації та чиниться значний вплив на роботу всієї мережі в цілому.

Результати дослідження щодо можливостей забезпечення потрібного рівня швидкодії в модифікованих комбінованих системах синхронізації з розімкнутим зв'язком та один з варіантів побудови системи синхронізації, в якій синтезовано розімкнутий зв'язок на фоні мінімізації фазової помилки подано в п. 2.1. У даному підрозділі роботи показано, що впливу на параметри роботи системи синхронізації, можна досягнути зміною параметрів ланки її розімкнутого зв'язку. Питання впливу перехідних

процесів та інших внутрішніх збурень в системі на ефективність її функціонування в даному підрозділі не розглядались.

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

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

Виходячи з вищеподаного, дослідження можливостей синтезу системи фазової синхронізації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки є актуальною науковою задачею, розв'язанню якої присвячено даний підрозділ.

Для досягнення вказаної мети необхідно:

- розробити математичні залежності для моделювання процесу формування перехідної складової фазової помилки в системі фазової синхронізації;
- синтезувати ланку розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації при умові зменшення перехідної складової помилки;
- здійснити аналіз впливу параметрів синтезованої ланки розімкнутого зв'язку на зменшення характеристики перехідного процесу в комбінованій системі синхронізації;

- обґрунтувати вид ланки розімкнутого зв'язку системи синхронізації при умові зменшення перехідної складової помилки та підвищення швидкодії системи синхронізації;

- визначити та сформулювати умови визначення параметрів ланки розімкнутого зв'язку при умові зменшення перехідної складової фазової помилки;

- оцінити залежність параметрів перехідного процесу від параметрів синтезованої ланки розімкнутого зв'язку.

В роботі розглядається комбінована система фазової синхронізації (КСС) в якій синтезовано ланку розірваного компенсуючого зв'язку. Структурна схема лінійної моделі системи синхронізації КСС, яка розглядається в роботі, зображена на рис. 2.1.

До складу вказаної моделі КСС входить додаткова ланка з передавальною функцією  $W_4(S)$ , за допомогою якої здійснено розімкнений зв'язок та утворено розімкнутий канал управління [136,139, 140].

У більшості практичних випадків поряд з випадковими флуктуаціями фази генератора в системі синхронізації існують перехідні процеси через відмінності між фазами і частотами вхідного і вихідного сигналів. Такий перехідний процес виникає, наприклад, коли сигнал приймається вперше, при перериванні зв'язку, через доплерівський зсув частот тощо. Часто ці перехідні процеси впливають набагато сильніше, ніж випадкові коливання фази.

Відомо, що оптимізація системи синхронізації по мінімуму дисперсії фазової помилки призводить до погіршення її динаміки [40, 41, 83].

Вплинути на перехідні процеси в системі фазової синхронізації можна двома шляхами [41,44,110,161]:

- зменшенням часу перехідного процесу при одиночному стрибку фази вхідного сигналу без урахування впливу шуму;

- мінімізацією перехідною складової помилки при обмеженні на дисперсію основної (базової) помилки.

В випадку зменшення часу перехідного процесу при одиночному стрибку фази вхідного сигналу без урахування впливу шуму, фаза вхідного сигналу буде визначатись, як  $\varphi_{ex}(t)=d(t)$ , де  $d(t)$  шкідливий зсув частоти на вході системи [15].

Оскільки оцінка фази повинна бути досить точною для того, щоб її можна було використовувати в системі синхронізації. Виходячи з цього, випадок з великим відношенням сигнал/шум, коли шумом можна знехтувати, становить практичний інтерес. А оцінка часу входу системи в синхронізм під час відсутності шуму є важливою в більшості систем, пов'язаних з синхронізацією [110, 161,162].

Крім того, такий підхід дозволяє розробити методику синтезу розімкненого зв'язку стосовно до систем синхронізації з урахуванням нелінійності.

З метою моделювання процесу формування перехідної складової фазової помилки в системі синхронізації визначимо математичні залежності, які розкривають структуру її характеристичного рівняння.

У виразі для визначення фази вхідного сигналу  $\varphi_{ex}(t)$ :

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

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

При цьому скористаємося методом синтезу розімкненого зв'язку при умові придушення повільно загасаючих компонентів, викладених в роботах [108,136, 159] стосовно лінійних систем автоматичного регулювання.

Передавальну функцію фазового дискримінатора, прийнятого в якості ланки розімкнутого зв'язку, визначимо в вигляді:

$$W_1(s) = K_1 N(\varphi). \quad (3.1)$$



Де  $N(\varphi)$  нормована нелінійна характеристика фазового дискримінатора.

Відповідні передавальні функції системи отримаємо з врахуванням виразу передавальної функція фазового дискримінатора, як ланки розімкнутого зв'язку -  $W_1(s) = K_1 + D_1(s) / F_1(s)$  при включенні в них замість  $W_I(s)$  його значення з виразу (3.1).

Вираз для відображення фазової помилки подамо як суму вимушеної  $\varphi_e(t)$  і перехідної  $\varphi_n(t)$  складових:

$$\varphi(t) = \varphi_n(t) + \varphi_e(t). \quad (3.2)$$

Вимушена складова помилки  $\varphi_e(t)$  в даному випадку залежить від управляючого впливу  $\varphi_{ex}(t)$  і визначається, як рішення неоднорідного диференційного рівняння. Вона характеризує точність системи в сталому режимі.

Перехідна складова помилки  $\varphi_n(t)$  уявляє собою рішення однорідного диференційного рівняння  $F(S)\varphi_n(S) = 0$ . Ця помилка виникає в перехідних режимах. Значення  $\varphi_n(t)$  визначається коренями характеристичного рівняння системи синхронізації.

Якщо характеристичне рівняння системи синхронізації  $F(S) = 0$ , як однорідне диференційне рівняння, має  $m$  простих (некратних) коренів, то перехідну складову помилки можна подати в вигляді його рішення, як суму експонент [41, 42, 126]:

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

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

Тобто, отримано вираз, який визначає параметри перехідного процесу як компоненти його характеристичного рівняння.

Для синезування розімкнутого зв'язку в умовах впливу перехідних процесів уточнимо вираз для фазової помилки. Для цього, для переходу від виразу для фазової помилки в вигляді (3.2) до форми запису через час перехідного процесу (3.3), скористаємося теоремою Коші про відрахування.

Тоді отримаємо [126]:

$$\varphi(t) = \sum_{S_i} \operatorname{Re} s [\varphi(S) e^{St}] = \sum_{S_i} \operatorname{Re} s \psi(S), \quad (3.4)$$

де  $\psi(S) = \varphi(S) e^{St}$ , відрахування функції  $f(x)$  в особливій точці  $a$ , що є полюсом кратності  $m$ , та визначається по виразу [126]:

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

Подамо передавальну функцію системи синхронізації і вхідний вплив у вигляді дрібно-раціональних виразів:

$$\begin{aligned} W_{\varphi}(S) &= \frac{\sum_{i=0}^m \epsilon_i S^i}{\sum_{i=0}^m a_i S^i} = \frac{\epsilon_m \prod_{i=1}^m (S - S_i) S^v}{a_m \prod_{i=1}^m (S - S_i)} = \frac{D_{\varphi}(S)}{F(S)}, \\ \varphi_{\text{вх}}(S) &= \frac{\sum_{i=0}^h \beta_i S^i}{\sum_{i=0}^{\mu} \alpha_i S^i} = \frac{\beta_h \prod_{i=1}^h (S - q_i') S^v}{a_{\mu} \prod_{i=1}^{\mu} (S - q_i)} = \frac{M(S)}{R(S)}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

де  $S_i'$ ,  $S_i$ ,  $q_i'$ ,  $q_i$  – нулі та плюси передавальної функції і вхідного впливу відповідно.

Тоді початкове значення  $k$  –тої компоненти перехідної складової помилки в відповідності с виразом (3.4) та (3.5) при простих коренях рівняння  $F(S) = 0$  в загальному вигляді можна записати наступним чином:

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

де  $F'(S_k) = dF(S)/dS$ ,  $S = S_k$

З аналізу виразу (3.7) видно, що зробити рівними нулю початкові значення  $k$ -тої компоненти можливо лише при виконанні рівності  $S_k = S_k'$

Синтезуємо передавальні функції ланок розімкнутого зв'язку комбінованої синхронізації з врахуванням вхідного впливу з врахуванням дрібно-раціональних форм їх визначення (3.6).

Отримаємо:

$$W_2(S) = \frac{B_{2l} S^l + B_{2l-1} S^{l-1} + \dots + B_{20}}{a_{2r} S^r + a_{2r-1} S^{r-1} + \dots + a_{20}} = \frac{D_2(S)}{F_2(S)}, \quad r \geq l, \quad (3.8)$$

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

Підставимо вираз (3.8) та вираз для передавальної функції фізично реалізованої ланки розімкнутого зв'язку  $W_4(S) = D_4(S)/F_4(S)$ ,  $m \geq n$ , в вираз для передавальної функції по помилці комбінованої системи синхронізації [83]:

$$W_{\varphi K}(S) = \frac{D_{\varphi K 0}(S) S^{vK}}{F_K(S)}$$

Отримаємо:

$$W_{\varphi K}(S) = \frac{\varepsilon'_n S^n + \varepsilon'_{n-1} S^{n-1} + \dots + \varepsilon'_v S^v}{a'_n S^n + a'_{n-1} S^{n-1} + \dots + a'_0} = \frac{D_{\varphi K}(S)}{F_K(S, N)}, \quad (3.9)$$

де  $n = r + k + m$ ,

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

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

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

$$e'_n = a_{2r}a_{3K},$$

$$e'_{n-1} = a_{3r}a_{3K}T_{4m-1} + (a_{2r}a_{3K-1} + a_{2r-1}a_{3K})T_{4m},$$

.....

$$e'_{v+1} = (a_{21}a_{3v} + a_{20}a_{3v+1})T_{40} + a_{20}a_{3v}T_{41} - (e_{21}e_{30} + e_{20}e_{31})K_{4v},$$

$$e'_v = a_{20}a_{3v}T_{40} + e_{20}e_{30}K_{4v}.$$

Таким чином, синтезувавши ланку розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації з передавальною функцією виду (3.9) отримано зв'язок параметрів ланки з коефіцієнтами  $e'_n$  та  $e'_v$  характеристичного рівняння перехідного процесу в системі синхронізації.

Аналіз виразів (3.3), (3.9) показує, що величина перехідної помилки залежить як від коренів характеристичного рівняння, що визначають інтенсивність спадання експонент, так і від початкових значень експонент, що характеризують максимальну амплітуду перехідного коливання. Таким чином, збільшуючи дійсні частини коренів, або зменшуючи початкові значення компоненти перехідної складової помилки, можна впливати на її величину. Однак в замкнених системах синхронізації такі можливості обмежені, так як коефіцієнти характеристичного полінома вибираються з умови компромісною настройки.

Розглянемо та оцінімо, які можливості в напрямку зменшення перехідної складової фазової помилки мають системи синхронізації з комбінованим регулюванням.

Вирази (3.8), (3.9) та уточнюючі їх вирази для визначення складових коефіцієнтів поліному передавальної функції системи по помилці в роботі визначено як модель синтезу розімкнутого зв'язку комбінованої системи синхронізації при умові зменшення перехідної складової помилки.

Аналіз виразів (3.8), (3.9) та виразів для визначення коефіцієнтів поліному передавальної функції системи по помилці ( $D_{\varphi K}(S)$ ) а саме  $v_n'$  та  $v_v'$ , показує, що вказані коефіцієнти залежать від коефіцієнтів ланки розімкнутого зв'язку  $K_{4i}$ , які не входять в характеристичне рівняння.

Змінюючи останні, можна звести до нуля потрібні початкові значення перехідної компоненти помилки  $A_i$  через те, що коефіцієнти  $K_{4i}$  вводяться в коефіцієнти  $v_j'$  в відповідності з негативним знаком. Таким чином, щоб зменшити до нуля початкове значення однієї компоненти перехідної складової помилки, необхідно ввести похідну від задаючого впливу.

Причому порядок цієї похідної, відповідно до умови збереження астатизму має дорівнювати порядку астатизму вихідної системи. Відповідно, для зменшення  $K$  компонент перехідної складової помилки необхідно ввести  $K$  похідних від задаючого впливу. Ступінь полінома  $D_4(S)$  при цьому повинна бути  $m=k+v-1$ .

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

Після того, як ступінь чисельника  $D_4(S)$  оператора розімкнутого зв'язку по задаючому впливу визначена, підставивши  $W_4(S)$  в вираз (3.9), знайдемо поліноми  $D_{\varphi K}(S)$  та  $F_K(S)$ . Тобто, отримаємо також аналітичні вирази для початкових значень компонент перехідної складової помилки.

Прирівнявши останні до нуля (чи ті з початкових значень компонент перехідної складової помилки, які відповідають повільно затухаючим компонентам і значення вказаних компонентів необхідно подавити), отримаємо систему рівнянь:

$$A_i = [D_{\varphi K}(S_i)M(S_i)] / [F'_K(S_i)R(S_i)] = 0.$$

Рішенням якої знайдемо потрібні значення коефіцієнтів полінома  $D_4(S)$ .

Коефіцієнти полінома  $F_4(S)$  вибирають при умові, що дійсна частина коренів рівняння  $F_4(S)=0$  повинна бути по модулю більше найбільшого кореня характеристичного рівняння вихідної системи. Таким чином будуть визначені параметри синтезу розімкнутого зв'язку по задаючому впливу.

### **3.2 Фазова помилка комбінованої системи синхронізації в перехідному режимі стеження за несучою частотою**

В процесі синхронізації системою синхронізації вхідного сигналу по фазі перехідний процес формує перехідну складову, яка загалом в певний період часу збільшує загальну фазову помилку, що приводить до загалом до початкової синхронізації сигналу, який містить з корисну (яка потребує дійсної синхронізації) фазову помилку та в її складі та перехідну фазову помилку. Таким чином, виникає завдання визначення значення вказаної перехідної фазової помилки та розробка методів її мінімізації в процесі синтезу розімкнутого зв'язку КСС.

В свою чергу, розробка вказаних методів безпосередньо пов'язана з їх апаратною реалізацією, тобто з вибором типу ланки розімкнутого зв'язку, відносно якої будемо мінімізувати перехідну складову фазової помилки.

Обґрунтуємо вид ланки розімкнутого зв'язку та проведемо синтез його параметрів для комбінованої системи синхронізації. Завдання синтезу здійснимо при умові можливості формування впливу на перехідну складову фазової помилки та на час перехідного процесу. Вказані умови повинні забезпечити підвищення точності і швидкодії системи синхронізації при стеженні за несучою частотою.

Дослідження проведемо відносно ланки розімкнутого зв'язку в вигляді фазового дискримінатора, при його трикутній характеристиці і пропорційно-інтегруючому фільтрі в замкнутому контурі системи синхронізації (при  $T=0$ ).

Нормовану статичну характеристику фазового дискримінатора, що подана на Рис. 3.1, аналітично можна записати наступним чином [68,82,163,164]:

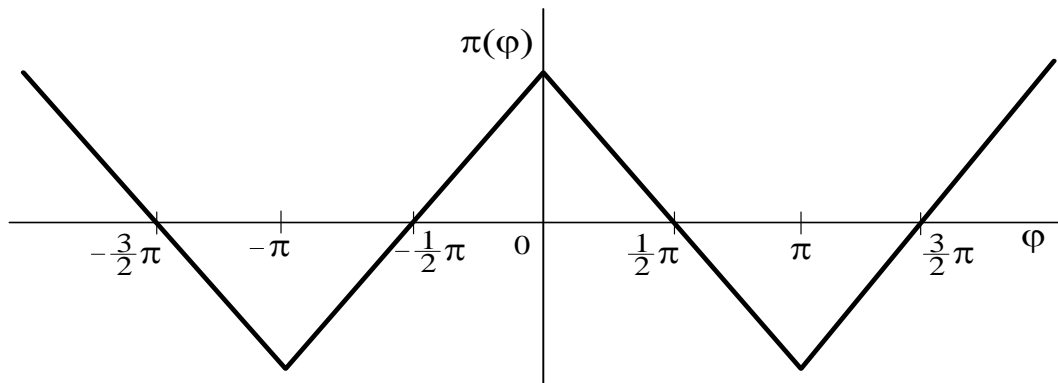


Рис. 3.1. Нормована статична характеристика фазового дискримінатора

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

де  $k = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$

З врахуванням виразу (3.11) рівність (3.2) перетвориться в два вирази, що описують рух системи на інтервалах  $(2k-1)\pi \leq \phi \leq 2k\pi$  та  $2k\pi \leq \phi \leq (2k+1)\pi$  відповідно:

$$\Phi_1(s) = W_{\phi_1}(s) \Phi_{ex}(s), \quad (3.12)$$

$$\Phi_2(s) = W_{\phi_2}(s) * \Phi_{ex}(s),$$

де  $W_{\varphi 1}(S)$ ,  $W_{\varphi 2}(S)$  – передавальні функції по помилці для відповідних інтервалів. З врахуванням функцій передавальних ланок вони мають вигляд для замкнутої системи синхронізації:

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

Для комбінованої системи синхронізації

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

де  $N_1=2/\pi$ ,  $N_2=2/\pi$ .

Розкривши вираз (3.13) отримаємо

$$\begin{aligned} W_{\varphi 13}(S) &= (\varepsilon_0 S^2 + \varepsilon_1 S) / (a_0 S^2 + a_1 S + a_2) = D_{\varphi 13}(S) / F_{13}(S), \\ W_{\varphi 23}(S) &= (\varepsilon_0 S^2 + \varepsilon_1 S) / (a_0 S^2 + a_1 S + a_2) = D_{\varphi 23}(S) / F_{23}(S), \end{aligned} \quad (3.15)$$

де  $a_0=\varepsilon_0=T$ ;  $a_1=\varepsilon_1=1$ ;  $a_2=(2A_0K)/\pi$

Перехідна складова помилки на інтервалах постійності параметрів в випадку простих коренів буде описана наступним виразом

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

$$\varphi_{23}(t) = A_{21}e^{S_{21}t} + A_{22}e^{S_{22}t},$$

де  $A_{ij}$  – початкові значення експоненти;  $S_{ij}$  корені характеристичних



рівнянь  $F_{13}(S)$  – для інтервалу стійкого та  $F_{23}(S)$  – нестійкого руху.

Розглянемо на початку випадок, коли на вході спостерігається миттєвий стрибок фази величиною  $\varphi_n(t)$ . Зображення вхідного сигналу через функцію Лапласа буде мати вигляд  $\varphi_n(S) = \varphi_n/S$ . Якщо  $|\varphi_n| > \pi/2$ , то рух до точки стійкої рівноваги (в даному випадку  $\varphi_n = -((\pi/2) + 2k\pi)$ ) буде описано обома рівняннями (3.16).

На інтервалі стійкого руху обидва кореня характеристичного рівняння від'ємні, тобто  $S_{11} < 0$ ,  $S_{12} < 0$ , при цьому  $|S_{11}| < |S_{12}|$ . Для зменшення перехідної складової помилки при русі системи на даному інтервалі  $(2k-1)\pi \leq \varphi \leq 2k\pi$  необхідно подавити повільно затухаючу компоненту, що обумовлена коренем  $S_{11}$ .

На інтервалі нестійкого руху  $(2k\pi \leq \varphi \leq (2k+1)\pi)$  корені характеристичного рівняння мають різні знаки  $S_{21} < 0$ ,  $S_{22} < 0$ . Тобто, фазова помилка буде прагнути до кордону даного інтервалу  $\varphi = 2k\pi$  чи  $\varphi = (2k+1)\pi$ . Зменшення часу руху системи на цьому інтервалі можна здійснити шляхом введення додаткової швидко наростаючої компоненти в друге рівняння системи (3.16). При цьому бажано, щоб її початкове значення було максимальним.

Оскільки в даному випадку виникає потреба компенсувати (ввести) одну компоненту перехідної складової помилки, то передавальну функцію розімкнутого каналу можна отримати з виразу (3.10) при  $K=1$ . Вона буде мати вигляд:

$$W_4(s) = (K_4 s) / (K_4 s \pm 1) \quad (3.17)$$

При цьому, для інтервалу нестійкого руху в знаменнику беремо мінус. А корінь, що вводиться, повинен бути додатній (крива перехідного процесу розходиться від точки нестійкої рівноваги  $\varphi_{02} = \pi/2 + 2k\pi$  до кордону даного інтервалу)

Підставивши в вираз (3.14) рівняння розімкнутих ланок і вираз (3.17) з

врахуванням нелінійності (3.11), отримаємо:

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

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

$$\epsilon_{21}=T_2-T_4, \quad \epsilon_{22}=1-K_3K_4, \quad a_{21}=a_1T_4-a_0, \quad a_{22}=\epsilon_2T_4-a_1,$$

Закон зміни фазової помилки для комбінованої системи, в відмінності від замкнутої системи (3.16), буде складатися з трьох компонентів:

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

Де корені  $S_{13} = -1/T_4$ ,  $S_{23} = -1/T_4$ , що вносяться додатковим зв'язком (3.17). Абсолютна величина вказаних коренів, повинні бути більше найбільшого кореня вихідної системи. Початкові значення визначимо використавши вираз (3.17), (3.18):

$$\begin{aligned} B_{11} &= \frac{(\epsilon_{10}S_{11}^2 + \epsilon_{11}S_{11} + \epsilon_{12})\varphi_H}{a_{10}(S_{11} - S_{12})(S_{11} - S_{13})}, & B_{12} &= \frac{(\epsilon_{10}S_{12}^2 + \epsilon_{11}S_{12} + \epsilon_{12})\varphi_H}{a_{10}(S_{12} - S_{11})(S_{12} - S_{13})}, \\ B_{13} &= \frac{(\epsilon_{10}S_{13}^2 + \epsilon_{11}S_{13} + \epsilon_{12})\varphi_H}{a_{10}(S_{13} - S_{11})(S_{13} - S_{12})}, & B_{21} &= \frac{(\epsilon_{20}S_{21}^2 + \epsilon_{21}S_{21} + \epsilon_{22})\varphi_H}{a_{20}(S_{21} - S_{22})(S_{21} - S_{23})}, \\ B_{22} &= \frac{(\epsilon_{20}S_{22}^2 + \epsilon_{21}S_{22} + \epsilon_{22})\varphi_H}{a_{20}(S_{22} - S_{21})(S_{22} - S_{23})}, & B_{23} &= \frac{(\epsilon_{20}S_{23}^2 + \epsilon_{21}S_{23} + \epsilon_{22})\varphi_H}{a_{20}(S_{23} - S_{21})(S_{23} - S_{22})}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Для зменшення часу руху системи на інтервалі стійкого руху необхідно подавити повільно затухаючу компоненту, тобто повинна виконатись умова

$$B_{11} = 0. \quad (3.21)$$

З цієї умови визначаємо значення параметра  $K_{41}$  чисельника розімкнутого зв'язку, що синтезується.

$$K_{41} = \epsilon_{10} S_{11}^2 / K_3. \quad (3.22)$$

Значення параметра  $T_{41}$  знайдемо з умови  $|S_{13}| \gg |S_{12}|$ , наприклад  $S_{13} = 10S_{12}$ .

Тоді

$$T_{41} = 1 / (10 S_{12}). \quad (3.23)$$

Вираз для перехідної складової фазової помилки буде мати вигляд

$$\varphi_{1K}(t) = B_{12} e^{S_{12}t} + B_{13} e^{S_{13}t}. \quad (3.24)$$

Значення  $B_{12}$ ,  $B_{13}$ , отримаємо з (3.20) після підстановки значень (3.22), (3.23). Нехтуючи швидко затухаючою компонентою, час перехідного процесу ( $t_{ПК}$ ) на цьому інтервалі наближено можна оцінити по виразу:

$$t_{ПК} \approx (1/S_{12}) \ln(\pi/2B_{12}), \quad t_{П13} \approx (1/S_{11}) \ln(\pi/2A_{11}). \quad (3.25)$$

Визначимо параметри додаткової ланки для інтервалу нестійкого руху. Значення параметра  $T_{41}$  знаменника також виберемо з умови  $|S_{23}| \gg |S_{21}|$ . Тобто, корінь, що вноситься цією ланкою, повинен бути позитивним і мати більше значення, ніж позитивний корінь  $S_{21}$  початкової системи. Наприклад  $S_{23} = 10S_{21}$ . Тоді:

$$T_{42} = 1 / (10 S_{21}). \quad (3.26)$$

При визначенні значень параметра  $K_{41}$  будемо виходити з наступних міркувань. Корені характеристичного рівняння  $F_{23}(S)=a_0S^2+a_1S+a_1=0$ , що описує рух замкнутої системи на інтервалі нестійкого руху (3.15) будуть:

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

Виходячи з вищеподаного, перша компонента в виразах (3.16) та (3.19) буде зростаючою, а друга – спадаючою. Для того, щоб різниця фаз при русі на цьому інтервалі швидко нарощувалась (наближалась до граничного значення), необхідно, щоб третя компонента перехідної складової помилки (3.19), що вноситься розімкнутим зв'язком, була одного знаку з першою компонентою. Тобто, параметр  $K_{42}$  повинен підбиратися так, щоб виконувалась наступна умова

$$\text{sign } B_{21} = \text{sign } B_{23}, \rightarrow \max B_{23} \quad (3.27)$$

Якщо розкрити вираз (3.20), то можна побачити, що початкові значення  $B_{2i}$  зв'язані лінійними залежностями з параметром  $K_{42}$ .

Умовами визначення коренів  $S_{13}, S_{23}$ , будуть наступні.

Для інтервалу стійкого руху нормованої статичної характеристики фазового дискримінатора  $(2k-1)\pi \leq \varphi \leq 2k\pi$ , Рис. 3.2:

– необхідно подавити повільно затухаючу компоненту, що обумовлена коренем  $S_{11}$  (3.16);

– абсолютна величина кореня  $S_{13}$ , повинна мати значення найбільшого кореня вихідної системи;

– для зменшення часу перехідного процесу в системі на інтервалі стійкого руху необхідно подавити повільно затухаючу компоненту при умові  $|S_{13}| \gg |S_{12}|$ .

Для інтервалу нестійкого руху нормованої статичної характеристики фазового дискримінатора ( $2k\pi \leq \varphi \leq (2k+1)\pi$ ) Рис. 3.2:

– корені характеристичного рівняння повинні мати різні знаки та значення по модулю, що дорівнюють  $S_{21} < 0$ ,  $S_{22} < 0$ ;

– абсолютна величина кореня  $S_{23}$ , повинна мати значення найбільшого кореня вихідної системи;

– корінь  $S_{23}$  повинен бути позитивним і мати більше значення, ніж позитивний корінь  $S_{21}$  початкової системи

– третя компонента  $B_{13}$  перехідної складової помилки (3.19), що вноситься розімкнутим зв'язком, була одного знаку з першою компонентою.

Для оцінки результатів синтезу розімкненого зв'язку в умовах впливу перехідних процесів на швидкодію комбінованої системи синхронізації змодельємо та побудуємо залежності коефіцієнтів  $B_{2i}$ , що є складовими коренів характеристичного рівняння перехідного процесу від параметра синтезованої ланки розімкненого зв'язку  $K_{42}$ . Тобто від параметру, що пов'язаний з синтезуванням вказаною ланкою похідної від задаючого впливу, ступінь якої залежить від коефіцієнту  $B_{2i}$ .

Графіки цих залежностей при  $K_{42} = const$  зображені на Рис. 3.2.

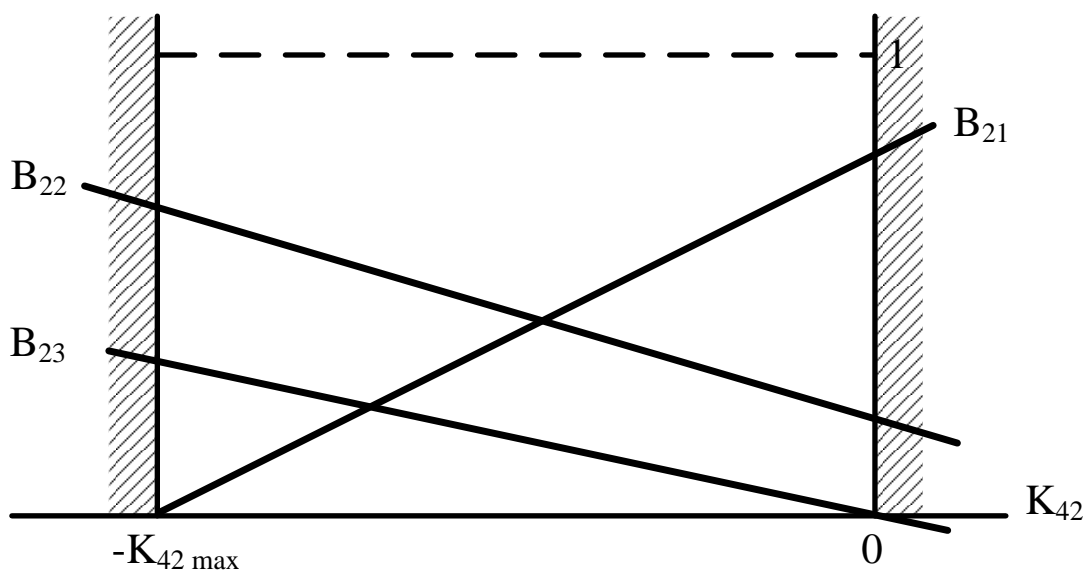


Рис. 3.2. Графік залежності  $B_{2i} = f(K_{42})$  при  $T_{42} = const$

При моделюванні значення  $K_{42}$  приймалась як від'ємна похідна другого порядку, оцінювався її вплив на перехідний процес, описаний характеристичним рівнянням з коефіцієнтами до другого ступеню

З метою оцінки запропонованої в роботі моделі синтез розімкнутого зв'язку системи синхронізації телекомунікаційної мережі при умові зменшення перехідної складової фазової помилки було проведено математично моделювання впливу параметрів ланки розімкнутого зв'язку на перехідний процес в системі.

Моделювання проведено для моменту стрибка фази вхідного сигналу величиною  $|\varphi_n| \leq \pi/2$ . Тобто в межах лінійної ділянки нормованої статична характеристика фазового дискримінатора. При моделюванні отримано закон зміни перехідної помилки  $\varphi_n(t)$  від часу перехідного процесу при дотриманні умов (27). Досягнення яких забезпечувалось придушенням першої складової позитивним коефіцієнтом третьої складової

Корені характеристичного рівняння (3.24) перехідної помилки обирались в значеннях, визначених для однієї з практичних реалізацій схеми автоматичної фазової автопідстройки [165]:

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

При моделювання виконувались умова (3.27), досягнення якої забезпечувалось придушенням першої та другої складової позитивним коефіцієнтом третьої складової, пов'язаної з параметром ланки розімкнутого зв'язку  $T_{41}$ .

Відповідні залежності подано на Рис.3.3 та Рис.3.4.

Залежності впливу значень параметру  $T_{41}$  ланки розімкнутого зв'язку на перехідний процес в комбінованій системі синхронізації в подано на залежності Рис.3.5, б. Для порівняння, на Рис 3.5,а подано закон зміни перехідного процесу в системі синхронізації замкнутого типу.

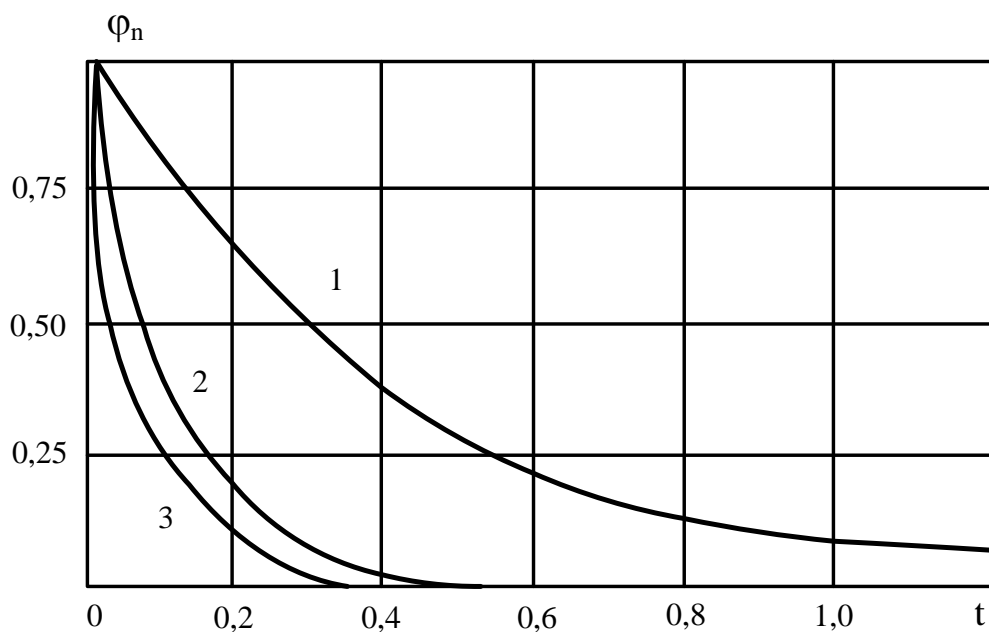


Рис.3.3 Залежність перехідного процесу при простих коренях характеристичного рівняння в системі синхронізації: 1- замкнутого типу, 2 – комбінованого типу; 3 – в оптимальній системі

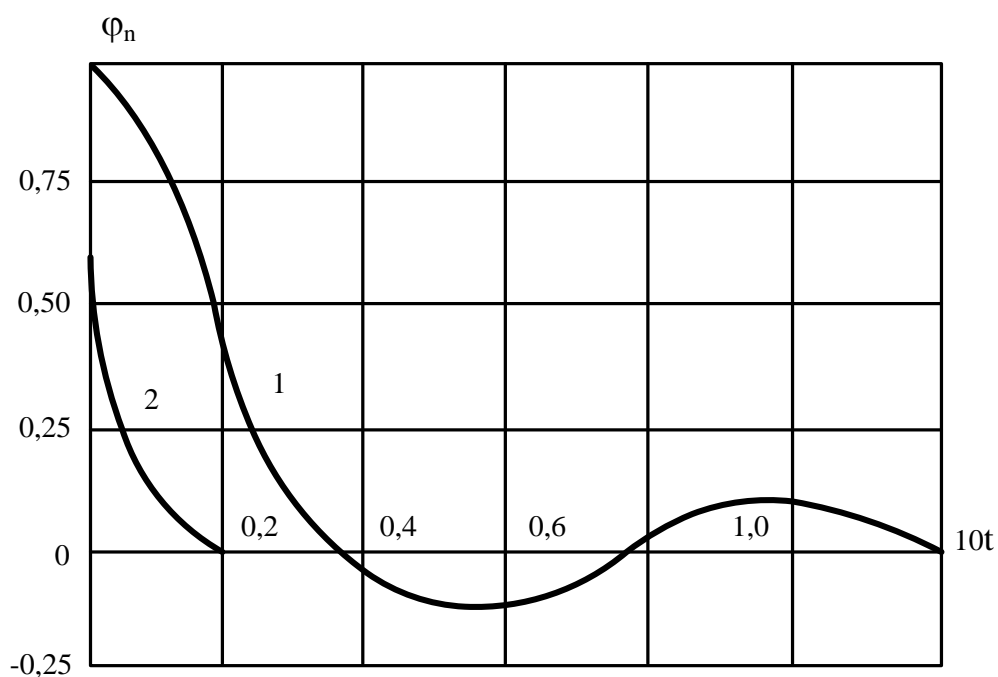


Рис.3.4 Залежність перехідного процесу при комплексних коренях характеристичного рівняння в системі синхронізації: 1- замкнутого типу, 2 – комбінованого типу

Аналіз залежностей Рис. 3.2 показує, що для виконання першої умови (3.27) параметр  $K_{42}$  повинен бути від'ємним, тобто через різноспрямоване по знаку значення відносно відповідної компоненти характеристичного рівняння перехідного процесу подавати вказану компоненту до нуля. А для виконання другої умови необхідно подавати повільно зростаючу компоненту.

Тобто, розімкнутий зв'язок забезпечить максимальну швидкодію комбінованої системи синхронізації на інтервалі нестійкого руху якщо параметр чисельника задовольнить умові:

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

З нерівності  $B_{21} = 0$  знайдемо

$$K_{42} = (b_{21}S_{21}^2 + b_{21}S_{21}^{-1}) / K_3. \quad (3.29)$$

Підставивши  $K_{42}$  з (29) в (3.20), знайдемо початкове значення  $B_{22}, B_{23},$ . Вираз для перехідної складової помилки на цьому інтервалі буде

$$\Phi_{2K}(t) = B_{22}e^{S_{22}t} + B_{23}e^{S_{23}t}. \quad (3.30)$$

Якщо затухаючою компонентою знехтувати, то час руху на даному інтервалі, тобто час затухання перехідного процесу можна визначити для комбінованої системи ( $t_{П2К}$ ) та замкнутої системи ( $t_{П23}$ ) відповідно з наступних приближених виразів (при  $\varphi_{Hmax} = \pi/2$ ):

$$t_{П2К} \approx (1/S_{13}) \ln(\pi/2 B_{23}), \quad t_{П23} \approx (1/S_{21}) \ln(\pi/2 A_{21}) \quad (3.31)$$

З рівностей (3.25) та (3.31) видно, що введення розімкнутого зв'язку з



передавальною функцією (3.17) 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. При цьому перехідний процес в системі буде визначатись залишеним коренем характеристичного рівняння вихідної системи.

Аналіз поданих на Рис.3.4 залежностей показує, що придушення однієї слабо затухаючої компоненти при простих коренях характеристичного рівняння дозволяє значно зменшити час перехідного процесу в комбінованій системі синхронізації (залежність 2) в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу (залежність 1). При комплексних коренях характеристичного рівняння системи синхронізації замкнутого типу, перехідний процес в ній буде мати коливальний характер (залежність 1, Рис. 3.5).

Введення в систему ланки розімкнутого зв'язку типу (3.17), що синтезована при умові придушення обох складових характеристичного рівняння перехідної помилки дозволяє на 18–25% зменшити значення перехідної помилки відносно значень для системи закритого типу.

А перехідний процес стає швидко, затухаючим, до 3 разів в порівнянні з часом перехідного процесу в системі закритого типу (залежність 2, Рис. 3.4).

Аналіз поданих на Рис. 3.5, залежностей показує, що час перехідного процесу в системі залежить від значення параметру постійної часту  $T_1$  ланки розімкнутого зв'язку (значення додаткового кореня передавальної функції). При цьому час перехідного процесу в комбінованій системі можна значно зменшити в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу варюванням параметру  $T_1$ . Подані розрахункові данні показали, що при  $T_{42}=0,087$  с;  $T_{42}=0,022$  с и  $T_{42}=0,0087$  час перехідного процесу в комбінованій системі в порівнянні з замкнутою зменшується в 5,2; 6,5 и 6,7 разів відповідно.

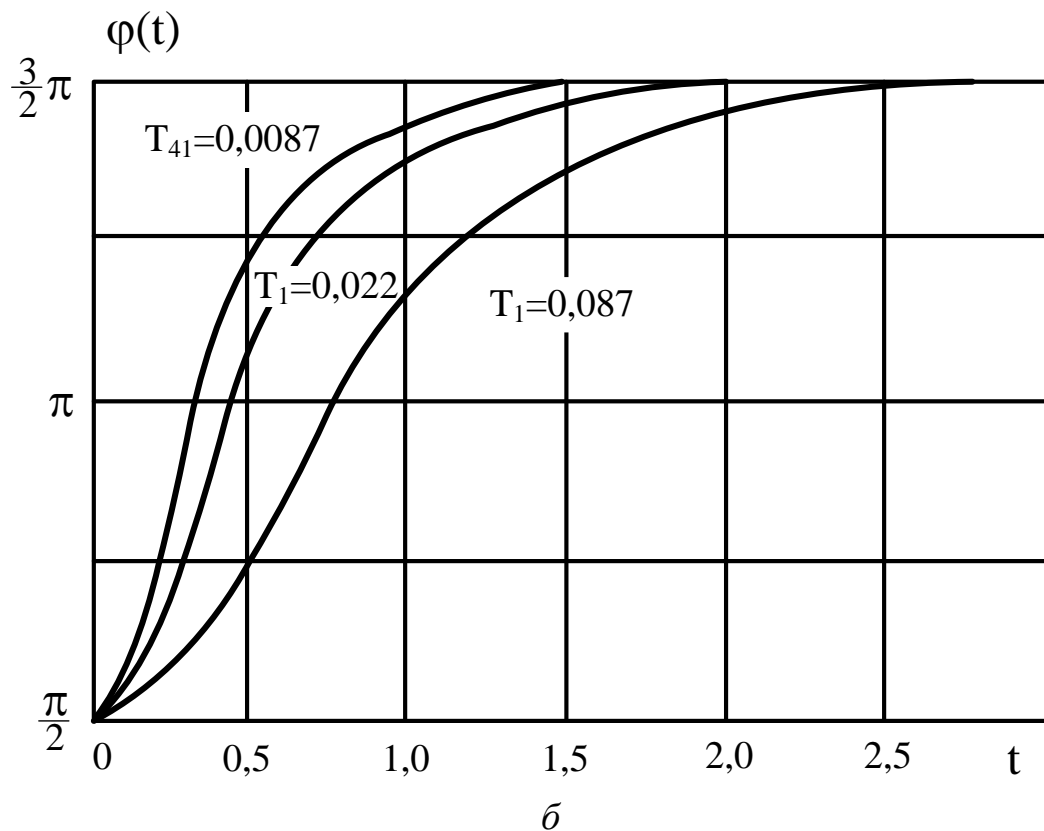
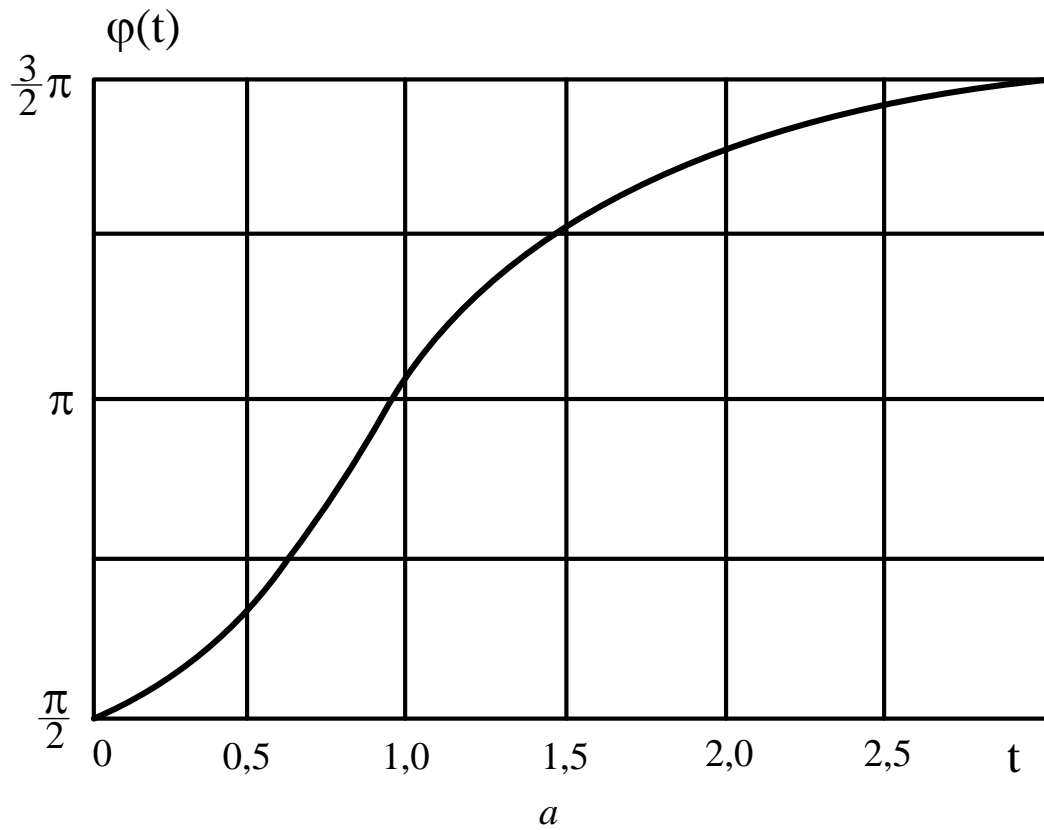


Рис.3.5 Залежності перехідного процесу в системі синхронізації: а- закритого типу; б – комбінованій системі в залежності від значень параметру  $T_1$  ланки розімкнутого зв'язку

В комбінованій системі шляхом синтезу відповідного розімкнутого зв'язку можливо забезпечити такий режим роботи, коли точка, що відображається, не виходить за межі визначеної області, обмеженої двома прямими, що проведені через дві сусідні точки нестійкої рівноваги паралельно точці ординат при визначених початкових умовах (Рис. 3.2). Початкові умови приймаються значно більшими чим для замкнутої системи синхронізації.

Особливостями запропонованого методу синтезу розімкнутого зв'язку є врахування наявності перехідного процесу в системі синхронізації та розробка методів зменшення його негативного впливу. Практично це врахування реалізовано в поданій математичній моделі синтезу розімкнутого зв'язку системи синхронізації. Вказана модель, в ході синтезу, дозволяє мінімізувати вплив перехідного процесу на параметри характеристичного рівняння перехідного процесу в системі синхронізації в ході стеження за несучою частотою. Що не досліджувалось та не реалізовано в роботах, які присвячені побудові перспективних комбінованих систем фазової синхронізації телекомунікаційних мереж, та розглядають близькі до поданого матеріалу даного дослідження наукові задачі [8, 9, 11].

Подальшими перспективними дослідженнями в рамках рішення наукової задачі є безпосередня оцінка впливу перехідних процесів на динаміку системи синхронізації та розробка практичних рекомендацій щодо підвищення динаміки системи та точності оцінки несучої частоти.

В роботі розглянуто синтез простого розімкнутого зв'язку, який має певні обмеження по мінімізації фазової помилки. Ці обмеження визначаються наявністю зовнішнього впливу в вигляді адитивного гаусівського шуму [6] та не дозволяють, в перспективі, підвищити точність оцінювання несучої частоти та мінімізувати дисперсію фазової помилки [6].

Питання впливу адитивного гаусівського шуму на роботу запропонованої схеми побудови системи синхронізації з синтезованою ланкою розімкнутого зв'язку в роботі не розглянуті.

Перспективним дослідженням, яке може усунути вказані недоліки та

обмеження, може бути синтез складного розімкнутого зв'язку системи фазової синхронізації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки. В якості ланки складного розімкнутого зв'язку можна запропонувати паралельне або послідовне поєднання двох фазових дискримінаторів. Таке поєднання потребує додаткових досліджень щодо моделювання синтезу вказаних ланок розімкнутого зв'язку в систему синхронізації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки на фоні впливу адитивного гаусівського шуму.

Тепер розглянемо випадок, коли на вхід системи одно моментно спостерігається стрибок частоти величиною  $\omega_n$ . Тобто  $\varphi_{ex}(t) = \omega_n t \cdot \mathcal{U}(t - t_0)$ . Тоді  $\varphi_{ex}(s) = \omega_n / s^2$

Для системи ЗСС з астатизмом першого порядку ( $\nu_3 = 1$  стрибок частоти вносить в вираз (3.4) додаткову компоненту, що обумовлена коренем  $S_0 = 0$ . Початкові значення для ЗСС будуть

$$A_{10} = \frac{\varepsilon_1 \omega_n}{a_0 S_{11} S_{12}} = \frac{\pi(\gamma_n - 1)}{2}; \quad A_{11} = \frac{D_{\varphi 13}(S_{11}) \omega_n}{a_0 S_{11} (S_{11} - S_{12})}; \quad A_{12} = \frac{D_{\varphi 13}(S_{12}) \omega_n}{a_0 S_{12} (S_{12} - S_{11})};$$

$$A_{20} = \frac{\pi}{2}(\gamma_n + 1); \quad A_{21} = \frac{D_{\varphi 23}(S_{21}) \omega_n}{a_0 S_{21} (S_{21} - S_{22})}; \quad A_{22} = \frac{D_{\varphi 23}(S_{22}) \omega_n}{a_0 S_{22} (S_{22} - S_{21})}.$$

Вираз для повної фазової помилки ЗСС прийме вигляд:

$$\varphi_{13}(t) = \frac{\pi}{2}(\gamma_n - 1) + \frac{\omega_n}{a_0 (S_{11} - S_{12})} \left[ \frac{D_{\varphi 13}(S_{11})}{S_{11}} e^{S_{11} t} - \frac{D_{\varphi 13}(S_{12})}{S_{12}} e^{S_{12} t} \right];$$

$$\varphi_{23}(t) = \frac{\pi}{2}(\gamma_n + 1) + \frac{\omega_n}{a_0 (S_{21} - S_{22})} \left[ \frac{D_{\varphi 23}(S_{21})}{S_{21}} e^{S_{21} t} - \frac{D_{\varphi 23}(S_{22})}{S_{22}} e^{S_{22} t} \right]; \quad (3.32)$$

де  $\gamma_n = \omega_n / \Omega$  – початкова частотна розстройка.

В цьому випадку різниця фаз прагне не до позитивної рівноваги ( $\varphi_{01} = -\pi/2$ , а до значення  $\pi(\gamma_n - 1)/2$ . Тобто в системі з'явиться стала фазова

помилка

Для закінчення перехідного процесу різниця фаз повинна досягнути значень с врахуванням сталої помилки, а різниця фаз теж повинна рівнятися нулю.

Тобто:

$$\varphi(t_n) - \varphi_{01} + (\pi\gamma_n)/2, \quad \varphi(t_n) = 0 \quad (3.33)$$

Розкривши співвідношення (3.32), отримаємо вираз для різності фаз і частот на першому і другому інтервалах руху відповідно:

$$\begin{aligned} \varphi_{13}(t) &= \frac{\pi}{2}(\gamma_n - 1) + \frac{\omega_n}{T_2(S_{11} - S_{12})} \left[ \frac{T_2 S_{11} + 1}{S_{11}} e^{S_{11}t} - \frac{T_2 S_{12} + 1}{S_{12}} e^{S_{12}t} \right]; \\ \varphi_{23}(t) &= \frac{\pi}{2}(\gamma_n + 1) + \frac{\omega_n}{T_2(S_{21} - S_{22})} \left[ \frac{T_2 S_{21} + 1}{S_{21}} e^{S_{21}t} - \frac{T_2 S_{22} + 1}{S_{212}} e^{S_{22}t} \right]; \\ \dot{\varphi}_{13}(t) &= \frac{\omega_n}{T_2(S_{11} - S_{12})} \left[ (T_2 S_{11} + 1) e^{S_{11}t} - (T_2 S_{12} + 1) e^{S_{12}t} \right]; \\ \dot{\varphi}_{213}(t) &= \frac{\omega_n}{T_2(S_{21} - S_{22})} \left[ (T_2 S_{21} + 1) e^{S_{21}t} - (T_2 S_{22} + 1) e^{S_{22}t} \right] \end{aligned} \quad (3.34)$$

Позначимо  $\varphi_{1ex}(s) = \varphi_n/s$ ,  $\varphi_{2ex}(s) = \varphi_n/s$ . Тоді, якщо на вході діє стрибок фази, маємо  $\varphi(s) = W_\varphi(s) = \varphi_{1ex}(s)$ . Якщо на вході діє скачок частоти і швидкодія системи збільшується по  $\dot{\varphi}(t)$ , то  $\dot{\varphi}(s) = sW_\varphi(s)\varphi_{2ex}(s) = W_\varphi(s)\varphi_{1ex}(s)$ . Тобто маємо задачу, яка вирішувалась вище.

Взявши похідну від виразу (3.19) бачимо, що розімкнутий зв'язок (3.17), що синтезований при умові збільшення швидкості затухання величини  $\dot{\varphi}(t)$  повинен задовольняти умовам:

$$S_{11}B_{11}' = 0, \quad S_{21}B_{21}' = 0 \quad (3.35)$$

Які достатньо точно, до постійних співмножників співпадають з умовами (3.21) та (3.28) зменшення перехідної складової фазової помилки.

Тобто, синтезований при умові (3.35) розімкнутий зв'язок забезпечить таке

ж придушення повільно затухаючих компонентів фазової помилки. При цьому, рівняння для величин  $\varphi(t)$  і  $\dot{\varphi}(t)$  будуть мати вигляд

$$\begin{aligned}\varphi_{1K}(t) &= \varphi_{01} + (\pi\gamma_n)/2 + B'_{12}e^{S_{12}t} + B'_{13}e^{S_{13}t}, \\ \varphi_{2K}(t) &= (\pi/2)(\gamma_n + 1)B'_{22}e^{S_{22}t} + B'_{23}e^{S_{23}t}, \\ \dot{\varphi}_{1K}(t) &= S_{12}B'_{12}e^{S_{12}t} + S_{13}B'_{13}e^{S_{13}t}, \\ \dot{\varphi}_{2K}(t) &= S_{22}B'_{22}e^{S_{22}t} + S_{23}B'_{23}e^{S_{23}t},\end{aligned}\tag{3.36}$$

де  $B'_{ij} = B_{ij}/S_{ij}$ .

При цьому перехідний процес в системі буде визначатись залишеним коренем характеристичного рівняння вихідної системи. В КСС шляхом синтезу відповідного розімкнутого зв'язку можливо забезпечити такий режим роботи, коли точка, що відображається, не виходить за межі області, обмеженої двома прямими, що проведені через дві сусідні точки нестійкої рівноваги паралельно осі ординат при значно більших початкових умовах чим для ЗСС. Для визначення виду і кількісних характеристик розімкнутого зв'язку при задоволенні умов  $\Delta\varphi < 2\pi$ , розглянемо фазовий портрет ЗСС для випадку простих коренів характеристичного рівняння при  $\gamma_n < \gamma_3$ , що поданий на Рис. 3.6 [163].

Як відомо [139,163], точка нестійкої рівноваги такої системи уявляє собою на фазовій площині сідло  $\varphi_{02}$ , а точка сталої рівноваги - стійкий вузол ( $\varphi_{01}$ ). Якщо точка, що розглядається, за рахунок початкових умов відхилилася від положення рівноваги і знаходиться зліва від сепаратриси  $C_1$  (Рис. 3.6, точка  $A_1$ ), то з часом вона повертається до положення стійкої рівноваги  $\varphi_{01}$ . В іншому випадку (точка  $A_2$ ) рух цієї точки направлено до точки переходу в заштриховану область.

Для того, щоб рух точки  $A_2$  здійснювався до точки  $\varphi_{01}$  необхідно збільшити нахил сепаратриси  $C_1$  до тієї межі, доки точка  $C_1$  не виявиться лівіше неї. В цьому випадку рух точки здійснюється в не заштрихованій області.

Розглянемо, від чого залежить нахил сепаратриси  $C_1$ . Використавши передавальну функцію  $W_{\varphi_{23}}(s)$  (3.15) можемо записати диференціальне

рівняння системи для ділянки нестійкого руху наступним чином:

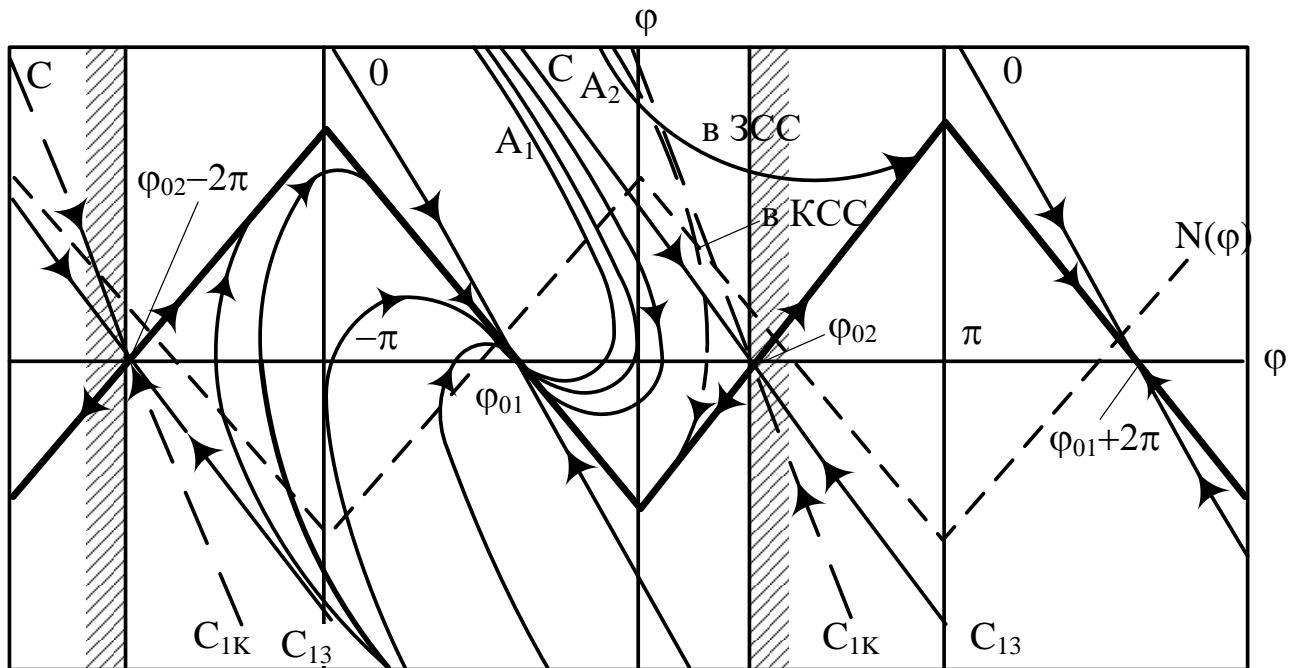


Рис. 3.6 Фазовий портрет ЗСС при простих корнях характеристического рівняння і  $|\gamma| < \Omega_y$ .

$$a_0 \frac{d^2 \varphi(t)}{dt^2} + a_1 \frac{d\varphi(t)}{dt} - a_2 \varphi(t) = \varepsilon_0 \frac{d^2 \varphi_{ex}(t)}{dt^2} + \varepsilon_1 \frac{d\varphi_{ex}(t)}{dt} - \Omega_y.$$

Позначимо  $\varphi(t)/dt = y$  і виключивши час отримаємо рівняння фазових траєкторій

$$a_0 y \frac{dy}{d\varphi} + a_1 y - a_2 \varphi(t) = \varepsilon_0 \frac{d^2 \varphi_{ex}(t)}{dt^2} + \varepsilon_1 \frac{d\varphi_{ex}(t)}{dt} - \Omega_y$$

Виходячи з того, що сепаратриса  $C_1$  уявляє собою пряму лінію, то її нахил постійний і дорівнює  $k_{01} = dy/d\varphi$

Продиференціювавши останнє рівняння по  $\varphi$  отримаємо рівняння для визначення  $k_{01}$

$$a_0 k_{01}^2 + a_1 k_{01} - a_2 = 0,$$

Яке співпало з характеристичним рівнянням системи.

Виходячи з вище викладеного можна зробити висновок про те, що при збільшенні коренів характеристичного рівняння збільшується нахил сепаратиси, тому використавши викладений метод придушення повільно затухаючих компонентів можна забезпечити рух в системі, що відповідає назаштрихованій області (Рис. 3.6). Тобто без проковзання циклів.

Якщо виникне потреба усунути проковзання циклу, тобто забезпечити, щоб за час перехідного процесу точка спостереження не виходила за межі ділянки, обмеженої двома сусідніми точками нестійкої рівноваги (траєкторія першого ряду), а ті вихідні корені характеристичного рівняння ЗСС, що залишились не подавлені, не дозволяють це виконати. То необхідно компенсувати обидві компоненти перехідної помилки, що обумовлені коренями характеристичного рівняння ЗСС.

Для ділянки нестійкого руху достатньо компенсувати лише одну (затухаючу) компоненту так як на цій ділянці перехідний процес буде визначатися введенням за допомогою додаткового зв'язку позитивним коренем. Початкове значення компоненти перехідної складової помилки, обумовлене залишившимся позитивним коренем  $s_{22}$  має однаковий знак з початковими значеннями компоненти, що отримана за рахунок кореня  $s_{23}$ . Тому корінь  $s_{22}$  тільки збільшує швидкодію системи на інтервалі нестійкого руху.

Характеристичне рівняння системи для інтервалу стійкого руху має також два кореня, тому для їх компенсації в формулі (3.10) необхідно прийняти  $k=2$ . Тоді розімкнутий зв'язок прийме вигляд:

$$W_4(s) = \frac{K_{42}s^2 + K_{41}s}{T_{42}s^2 + T_{41}s + 1} = \frac{D_4(s)}{F_4(s)}. \quad (3.37)$$

Підставивши цей вираз в вираз (3.14) знайдемо передавальну функцію по



помилці КСС.

$$W_{\phi 1K}(s) = \frac{\epsilon_{10}s^4 + \epsilon_1s^3 + \epsilon_2s^2 + \epsilon_3s}{F_{13}(s)F_4(s)} = \frac{D_{41}(s)D_{42}(s)}{D_{13}(s)D_4(s)}.$$

Підбравши параметри чисельника (3.37) так, щоб компенсувати поліном  $F_{13}(s)$ , тобто забезпечити виконання рівності

$$D_{41}(s) = F_{13}(s)$$

Отримаємо

$$W_{\phi 1K}(s) = \frac{\alpha_0s^2 + \alpha_1s}{T_{42}s^2 + T_{41}s + 1} = \frac{D_{42}(s)}{F_4(s)}, \quad (3.38)$$

де  $a_0 = T_{42}$ ;  $a_1 = (K_{41}\pi)/(2K_1)$ .

Перехідний процес в цьому випадку залежить тільки від коренів рівняння  $F_4(s) = 0$ , параметри якого можна вибрати так, щоб задовольнити необхідну умову.

Результати розгляду випадку комплексних коренів характеристичного рівняння ЗСС. Визначено час перехідного процесу в системі при стрибку фаз величиною  $|\varphi_n| \leq \pi/2$  тобто в межах лінійної ділянки. Відповідні графіки подано на Рис.3.6.

Як слідує з залежностей Рис.3.5.а, придушення однієї слабо затухаючої компоненти при простих коренях дозволяє значно зменшити час перехідного процесу в КСС (крива 2) в порівнянні з ЗСС (крива 1). При комплексних коренях характеристичного рівняння ЗСС перехідний процес в ній має коливальний характер (крива 1, Рис.3.5.б). Введення ланки розімкнутого зв'язку типу (3.38), синтезованої при умові придушення обох компонентів перехідної складової

помилки дозволяє отримати аперіодичний перехідний процес в КСС і значно зменшити перехідну складову помилки (крива 2)

### **3.3. Обґрунтування вибору моделі ланки розімкнутого зв'язку при умові мінімізації фазової помилки в перехідному режимі**

Питання мінімізації перехідної помилки в системи синхронізації вирішувались в п.2.2 на основі застосування в якості ланки розімкнутого зв'язку частотно - фазового синхронізатора.

Проведемо обґрунтування його застосування на основі оцінки можливості щодо розімкнутого зв'язку та можливостей його реалізації.

Функціонування синхронно-фазових демодуляторів характеризується впливом ряду збурень та шумів на їх роботу при прийомі сигналу. А саме адитивного флуктуаційного шуму, збурення корисної кутовий модуляції (в разі фільтрації несучої частоти), стрибків фази і частоти та інших.

У ряді випадків необхідно забезпечити високу точність роботи демодулятора, яка безпосередньо залежить від роботи його підсистеми синхронізації в сталому і перехідному режимах. А підсистеми синхронізації, що працюють в умовах впливу різних шумів та збурень, повинні характеризуватися малою дисперсією фазової помилки і високою швидкодією [37,40,41].

Синхронно-фазові демодулятори будуються по двом схемам. Це безперервні (аналогові) синхронно-фазові демодулятори та цифрові (дискретні) синхронно-фазові демодулятори [166, 167].

Як і в безперервних синхронно-фазових демодуляторах (СФД), показник якості цифрових фазових автопідстроювачів частоти (ФАПЧ) впливають на основні характеристики цифрових демодуляторів. Зазвичай цифрові СФД будуються таким чином, що частина вузлів виконано на елементах цифрової техніки: цифрові фазові дискримінатори, реверсні

лічильники, генератори. В ряді випадків СФД повністю будуються на основі цифрових обчислювальних пристроїв (ЦОП). Застосування ЦОП при побудові СФД дозволяє спростити їх налаштування, підвищити надійність і технологічність конструкції, реалізувати складні алгоритми обробки сигналу [8].

Можливості застосування цифрових СФД залежать від розвитку цифрової обчислювальної техніки та мікропроцесорів. Швидкий ріст цих напрямків приводить до того, що цифрові СФД успішно конкурують з аналоговими.

Якщо СФД виконаний з застосуванням цифрових та аналогових елементів то такий СФД називають аналогово-цифровим СФД.

Актуальним є завдання підвищення точності та швидкодії аналогово-цифрових СФД. Одним з напрямків якої може бути синтез цифрового розімкнутого компенсаційного зв'язку безпосередньо в підсистемі синхронізації, а саме побудова ітераційних аналогово-цифрових СФД при умові, що основний та допоміжний контури їх систем синхронізації можуть бути як цифровими так і аналоговими.

Вирішення цієї задачі безпосередньо пов'язано як з синтезом розірваного зв'язку в цифровому СФД так і з оцінкою можливостей такого СФД до реалізації отриманих в процесі синтезу розімкнутого зв'язку передаточних функцій в схемах побудови його системи синхронізації та можливостей до попереднього аналізу вказаних передаточних функцій на ЕОМ.

Необхідно відмітити, що робота СФД любого типа характеризується двома режимами: робота в сталому режимі та робота в перехідному режимі.

Очевидно оцінку можливостей синтезування розімкнутого зв'язку в підсистемі синхронізації СФД доцільно провести на основі попереднього аналізу передавальних функцій, які отримані для більш простого, сталого режиму роботи СФД.

Відомі два метода побудови структурної схеми цифрового СФД. Структурна схема СФД, що містить цифровий керований генератор (ЦКГ) включає вхідний аналого - цифровий перетворювач, цифровий фазовий демодулятор, цифровий фільтр, цифро-аналоговий перетворювач, фільтр низької частоти. Вихідні сигнали функціонально необхідних елементів є кодами, а сам цифровий СФД реалізується в вигляді спеціалізованого обчислювача чи програмним способом на управляючій ЕОМ (УЕОМ). Основною перевагою такої схеми є висока стабільність характеристик ЦОП в порівнянні з аналоговим керованим генератором [8,53].

Широке застосування отримала схема СФД, в якій вихідний сигнал аналогового фазового дискримінатора (ФД) перетворюється в цифровий код в аналогового - цифровому перетворювачі (АЦП), фільтрується в цифровому фільтрі нижніх частот (ЦФ), відновлюється в аналогову форму цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) і керує частотою вихідного коливання ЦКГ. УЕОМ здійснює програмне керування характеристиками цифрових вузлів (частотою дискретизації, числом рівнів квантування і законами перетворення в АЦП і ЦАП) на основі динаміки роботи СФД.

Такі характеристики СФД, як смуга захвату і утримання та стійкість, можуть значно погіршуватися через погрішності цифрової обробки у порівнянні з аналогічними характеристиками аналогового СФД. Якщо підібрати при мінімальному значенні числа рівнів квантування частоту дискретизації, то можливо побудувати цифровий СФД, порогові явища в якому проявляються приблизно при таких же значеннях сигнал-шум на вході, що і для аналогового СФД [8,72].

Комбінований спосіб побудови СФД дозволяє забезпечити високу точність роботи в сталих режимах. Цифрові стежучі демодулятори з комбінованим керуванням можна побудувати по одному з трьох варіантів: цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП) використовується як в замкнутому так і в розімкнутому каналах керування; ЦОП застосовується в

замкненому контури а розімкнутий канал безперервній; ЦОП застосовується в розімкнутому каналі керування [168–171].

Структурна схема цифрового СФД з комбінованим керуванням подана на Рис. 3.7 [169].

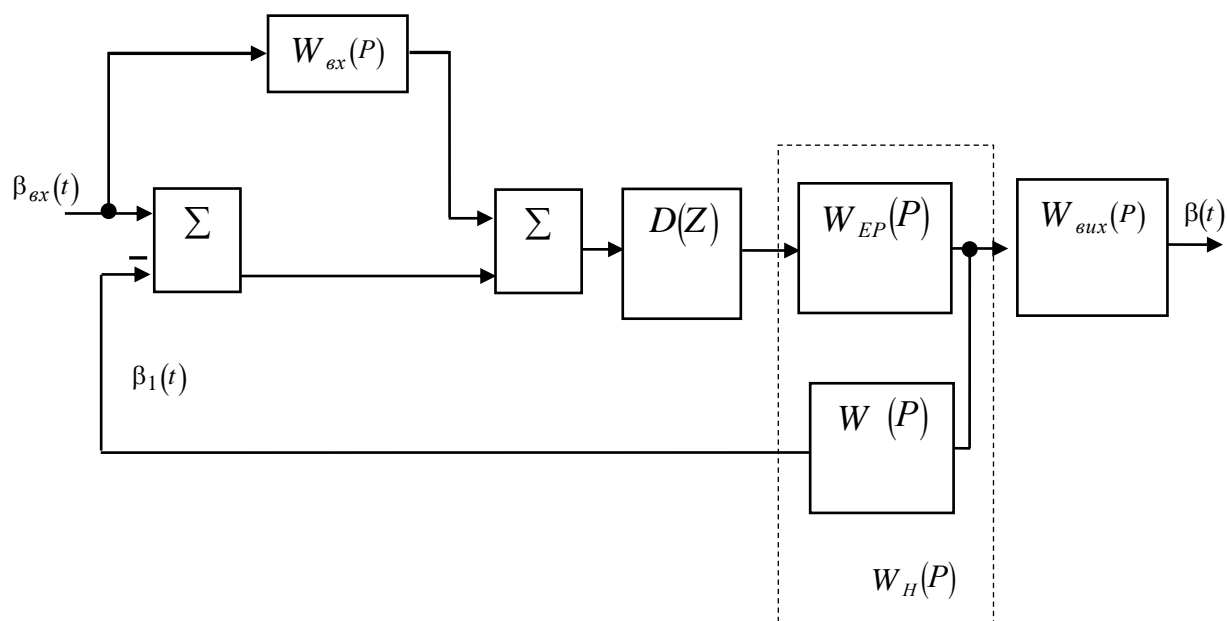


Рис. 3.7. Структурна схема лінійної моделі комбінованого синхронно-фазового демодулятора

Точність роботи цифрового СФД, як будь якої системи автоматичного керування залежить від виду оператора безперервної частини СФД [16,17]:

Прийmemo, в якості такого оператора наступний [168]:

$$W_H = \frac{K}{(T_P + 1)^P} \quad (3.39)$$

Тобто, початковий СФД без розімкнутого каналу керування має порядок астатизму  $\nu = 1$ . Запишемо вир.(3.39) в вигляді [168, 169]:

$$W_H(j\lambda) = \frac{K}{(T_j \lambda + 1)j\lambda}$$

$$\text{Де: } \lambda = \frac{2}{T_b} \operatorname{tg} \frac{\omega T_b}{2},$$

$\omega$  – частота вхідного сигналу;

$T_b$  – крок видачі сигналу ЦОП.

$$\text{Абсолютна псевдо частота } \lambda = \frac{2}{T_b} \frac{W}{j}$$

Де  $w = \frac{Z-1}{z+1}$  – оператор  $Z$  перетворення [139]....

Еквівалентну передавальну функцію цифрового комбінованого СФД в розімкнутому стані подамо в вигляді:

$$W_{EP}(j\lambda) = \frac{W(Z)}{1-W(Z)} = \frac{W(Z)[1+W_{\text{фвх}}(Z)]}{1-W(Z)W_{\text{фвх}}(Z)}$$

Прийнявши  $W_{\text{вх}}(j\lambda) = a_j \lambda$  отримаємо

$$W_{EP}(j\lambda) = \left[ \frac{K(1+a_j \lambda)}{T(j\lambda)^2 + j\lambda - K a_j \lambda} \right]$$

При  $a = 1/K$  маємо  $W_{EP}(j\lambda) = \frac{K(1+a_j \lambda)}{T(j\lambda)^2}$

Така передавальна функція відповідає СФД з порядком астатизму рівним 2 [169].

Для визначення  $W_{\text{вх}}(Z)$  перейдемо від  $a_j \lambda$  до  $Z$  відображенню.

$$W_{\text{фвх}}(Z) \frac{2a}{T_p} \frac{Z-1}{Z+1} = \frac{q_0 - q_1 Z^{-1}}{a_0 + a_1 Z^{-1}} \quad (3.40)$$

$$\text{Де } q_0 = q_1 = 2a/T_0; a_0 = a_1 = 1$$

Реалізація передавальної функції виду (3.40) достатньо добре здійснюється на мікропроцесорах ЕОМ [37,172,173].

Таким чином, цифровий комбінований СФД можна синтезувати при умові підвищення точності в сталих режимах як безперервну комбіновану систему в відповідності з обраними критеріями.

Оцінимо можливість аналізу цифрових СФД на ЕОМ. На відміну від неперервних систем динаміка цифрових систем описується не диференціальними а різностними рівняннями. Так як складові векторів  $\vec{v}(t)$ ,  $\vec{x}(t)$ ,  $\vec{y}(t)$  змінюються не безперервно в часі, а тільки в дискретні моменти часу.

Різностне рівняння, що описує динаміку цифрової системи, має вигляд [37]:

$$y(z) = \sum_{i=0}^{n-1} z^{-(n-1)} [b_i U(z) - d_i y(z)]; \quad b_i = 0 \text{ при } i > m$$

Помноження на  $z^{-1}$  в області  $z$  зображень відповідає затримці на період  $T$  в області оригіналів.

Схема в змінних станах для цифрових СФД буде відрізнятися від аналогових СФД тим, що замість інтегратора схема цифрового СФД має елементи затримки. Тому для побудови схем в змінних станах цифрових СФД необхідно в відповідних схемах для безперервних СФД інтегратори замінювати на елементи затримки. Рівняння стану цифрових СФД складаються з схем в змінних станах якщо в якості змінних станів вибрати виходи елементів затримки.

Таким чином, рівняння стану цифрового СФД будуть мати вигляд:

$$\begin{aligned}\bar{x}(kT) &= \bar{A}\bar{x}(\bar{k}-1T) + \bar{B}\bar{U}(\bar{k}-1T) \\ \bar{y}(kT) &= \bar{C}\bar{A}\bar{x}(\bar{k}-1T) + \bar{C}\bar{B}\bar{U}(\bar{k}-1T) + \bar{D}\bar{U}(\bar{k}T)\end{aligned}\quad (3.41)$$

Вираз (3.41) дозволяє побудувати ітераційний алгоритм обрахування вектора виходу  $\bar{y}(kT)$ . На  $k$  – тій ітерації значення вектора  $\bar{y}(kT)$  в момент часу  $t=kT$  визначається значенням вектору стану  $\bar{x}(\bar{k}-1T)$  і значенням вектору входу  $\bar{U}(t)$  при  $t=(k-1)T$  і  $t=kT$ . Вектор  $x(\bar{k}-1T)$  вираховується  $(k-1)$  – й ітерації.

Аналіз виразу (3.41) показує, що його реалізація на ЕОМ не потребує проведення операцій інтегрування і приближеного обрахування матриці переходу [37]. Це підвищує можливості схеми побудов такого СФД до зменшення сталих похибок роботи як при аналізі на ЕОМ так і при безпосередній реалізації по обраній схемі його побудови в різних режимах роботи [173,174,175].

Отримані та подані в підрозділі функціональні залежності передавальної функції синхронно-фазового демодулятора з розімкнутим зв'язком дозволяють забезпечити порядок астатизму системи рівний 2.

Аналіз отриманої передавальної функції показав, що вона може бути реалізована на мікропроцесорах та має можливість до її попереднього аналізу на ЕОМ без проведення операцій інтегрування і приближеного обрахування матриць переходу.

### 3.4 Висновки до третього розділу

1. Розроблено математичну модель, яка дозволяє провести синтез розімкнутого зв'язку системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації при умові зменшення перехідної складової фазової помилки. Вказана модель дозволяє встановити зв'язок параметрів синтезованої ланки з коефіцієнтами характеристичного рівняння перехідної фазової помилки в системі синхронізації.



2. Проведено аналіз впливу параметрів ланки розімкнутого зв'язку на параметри перехідного процесу в системі фазової синхронізації в ході стеження за несучою частотою

Встановлено, що в умовах стрибка фази чи стрибка частоти поліпшити динаміку системи та зменшити перехідну складову фазової помилки можна шляхом підбору параметрів ланки розімкнутого зв'язку. Підбір вказаних параметрів слід здійснити в напрямку придушення їх значеннями відповідних коренів характеристичного рівняння перехідного процесу.

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. А при складному розімкнутому зв'язку перехідний процес стає коливальним

3. Обґрунтовано фазовий дискримінатор в якості ланки розімкнутого зв'язку та синтезовано його передавальні функції при умові формування впливу на перехідну складову фазової помилки та на час перехідного процесу в системі синхронізації. Враховано особливості синтезу розімкненого зв'язку для інтервалів руху, відповідних ділянкам з позитивним і негативним нахилом статичної характеристики фазового дискримінатора.

4. Проведено оцінку залежності параметрів характеристичного рівняння перехідної фазової помилки від параметрів синтезованої ланки розімкнутого зв'язку.

Встановлено, що для придушення до «0» повільно затухаючої компоненти характеристичного рівняння фазової помилки необхідно забезпечити значну перевагу, до 10 разів, коренів, що вносяться ланкою розімкнутого зв'язку над коренями вказаної компоненти. При цьому параметра передавальної функції ланки розімкнутого зв'язку, повинен мати значення до 0.1 від значення кореня другої складової характеристичного рівняння фазової помилки, та прийматись як від'ємна похідна другого порядку.

Показано, що зміною значення параметру розімкнутого зв'язку можна значно, до 5 і більше раз зменшити час перехідного процесу в комбінованій системі синхронізації. При одночасному, на 18-25%, зменшенні початкового значення перехідної помилки.

Отримані результати підтвердили можливості запропонованої математичної моделі щодо можливостей зменшення параметрів перехідного процесу впливом параметрів синтезованої ланки розімкнутого зв'язку.

## РОЗДІЛ 4

# РОЗРОБКА МЕТОДІВ ОЦІНКИ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ СИСТЕМАМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ

### 4.1 Метод визначення нижнього кордону дисперсії оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації

Проблеми передачі сигналів в сучасних супутникових телекомунікаціях визначаються певними особливостями як побудови самої системи, так проблемами обробки прийому та передачі сигналу. Існуюча енергетика супутникового каналу зв'язку обумовлює нагальну потребу когерентної обробки сигналу і використання потужного завадостійкого кодування.

Хоча в останні роки досить часто в системах супутникового зв'язку використовуються амплітудно-фазові методи модуляції енергетика супутникового каналу, як правило, зумовлює використання фазової модуляції [2, 8]. Завдання оцінки несучої частоти сигналу зводиться до задачі оцінки частоти максимуму в спектрі фрагменту синусоїдального сигналу на фоні адитивного гаусівського шуму.

Характерною особливістю супутникового каналу зв'язку є істотна невизначеність сигналу, що приймається по частоті (частотна невизначеність сигналу.) Тому для демодуляторів супутникових модемів найбільш значущою є проблема синхронізації по частоті несучого коливання. Виходячи з цього, при розробці алгоритмів когерентної демодуляції сигналу визначальне значення має рішення проблеми синхронізації.

Як було зазначено раніше, комплексна огибаюча сигналу містить невідомі величини, а саме частоту, фазу, затримку сигналу та передану

інформаційну послідовність  $(\nu, \varphi, \tau, d)$ . Тобто завдання синхронізації фактично зводиться до оцінки істинних параметрів сигналу, що приймається –  $\nu, \varphi, \tau, d$ , 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 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 [2, 8,13].

Складність завдання оцінки несучої частоти в супутниковому каналі визначається потребою обробляти сигнали в безперервному та пакетному режимах.

При вирішенні задачі оцінки несучої частоти модульованого сигналу приймемо, що на інтервалі спостереження, тривалістю  $K$  інформаційних символів, задана комплексна огибаюча сигналу, що приймається, яка характеризується невідомими параметрами  $\{d, \nu, \varphi, \tau\}$  [1,3]. Завдання полягає в тому, щоб оцінити один елемент вектора  $\{d, \nu, \varphi, \tau\}$ , а саме, параметр  $\nu$  – несучу частоту.

Для вирішення завдання оцінки несучої частоти ФМ сигналу в умовах невизначеності інформації про початкову фазу сигналу ( $\varphi$ ), про величину його затримки ( $\tau$ ) і про передану інформаційну послідовність ( $d$ ) доцільно застосувати правило максимальної правдоподібності. Відомо, що використання правила максимальної правдоподібності для оцінки несучої частоти (МП-оцінку) забезпечує асимптотично ефективні і асимптотично

незміщені її оцінки. [13,130,131,176,177,178].

При наявності інформації про параметри  $\{d, \varphi, \tau\}$  МП-оцінка несучої частоти  $\nu$  може забезпечити мінімальну граничну дисперсію, яка буде визначатися нижнім кордоном Крамера-Рао [132–135].

При вирішенні визначеного наукового завдання даного розділу необхідно врахувати, що вказаний нижній кордон Крамера-Рао і пов'язана з ним мінімальна дисперсія оцінки будуть застосовані в методиках оцінки частоти несучого коливання фазомодульованого сигналу, що приймається. В свою чергу, вказані методики повинні забезпечувати оцінку як для безперервного так і пакетного сигналу [13].

Методики повинні враховувати характерні особливості супутникового каналу зв'язку. В зв'язку з чим приймемо, що:

- перешкода є адитивним білим гаусівський шумом;
- канал характеризується малим відношенням сигнал/шум

(співвідношення сигнал/шум на біт інформації знаходиться в діапазоні від 0 до 12дБ);

- початкова частотна невизначеність сигналу, що приймається по частоті несучого коливання має порядок величини  $1/T$ .

Завдання полягає в тому, щоб розробити оптимальні (чи близькі до оптимальних) методики оцінки, які забезпечать достатні по прийнятим в математичній статистиці критеріям (асимптотатично незміщені і асимптотатично ефективні) оцінки несучої частоти в різних режимах передачі даних [130,131]. При цьому, це можливо робити як в часовій так і в частотній областях. В будь-якому випадку ми повинні прагнути максимально обмежити часовий інтервал спостереження і аналіз при досягненні необхідної точності оцінки.

Розробка методики МП-оцінки несучої частоти з мінімальною граничною дисперсією, з метою отримання її кількісних значень, потребує попереднього

відпрацювання функціональних залежностей, призначених для визначення нижнього кордону Крамера-Рао, що є актуальною науковою задачею розв'язанню якої присвячена дана робота.

При вирішенні визначеного наукового даного розділу необхідно врахувати, що вказаний нижній кордон Крамера-Рао і пов'язана з ним мінімальна дисперсія оцінки будуть застосовані в методиках оцінки частоти несучого коливання фазомодульованого сигналу, що приймається.

Когерентність обробки сигналу в демодуляторі супутникових систем зв'язку обумовлює надзвичайно жорсткі вимоги до точності оцінки фази несучого коливання в відповідній петлі демодулятора з фазово-автоматичним підстроюванням частоти (ФАПЧ демодулятор). Через це смуга петлі  $B_c$  зазвичай не повинна перевищувати тисячних долів тактової частоти сигналу, що приймається – близько  $10^{-3} 1/T$ . А для надійного входження системи авто підстроювання в синхронізм величина дисперсії оцінки несучої частоти ФМ сигналу  $\delta_c^2$  не повинна перевищувати  $B_c^2$ . Тобто величина  $\delta_c^2$  не повинна бути більшою чим  $10^{-5} 1/T^2$ . В подальшому прийемо, що для дисперсії оцінки несучої частоти ФМ сигналу при малих співвідношеннях сигнал/шум на біт інформації (від 0 до 12 Дб) повинна виконуватись наступна вимога  $\delta_c^2 T^2 \leq 5 \cdot 10^{-6}$ , що визначена в (1.40).

Прийемо, що комплексна огибаюча сигналу, що приймається задана на інтервалі спостереження  $T_0$  [53,68]:

$$z(t) = s(t) + w(t)$$

Тут  $w(t)$  - комплексний аддитивний квазібілий гаусівський шум з спектральною щільністю потужності  $N_0$ :

$$s(t) = \exp(j(\Omega t + \varphi)) \sum_k d_k h(t - kt - \tau)$$

Де  $\Omega = 2\pi\nu$ ;

$\nu$  – зміщення несучого коливання відносно номінального значення;

$d_k$  – елемент комплексного вектора даних, що передаються

$$d = \{d_0, d_{01}, \dots, d_{k-1}\};$$

$K = \frac{T_0}{T}$  – інтервал спостережень, виражений в тактових інтервалах;

$h(t)$  – імпульсна характеристика фільтра, що формує сигнал.

Визначимо нижній кордон дисперсії оцінки одного із елементів вектора  $\alpha = \{\Omega, \varphi, \tau, d\}$ , а саме  $\Omega$ .

Якщо сигнал характеризується набором параметрів  $\beta = \{\beta_0, \beta_{01}, \dots, \beta_M\}$  а  $\bar{\beta}_k(z)$  – незміщена оцінка деякого параметра  $\beta_k$ , то нижній кордон дисперсії оцінки  $\beta_k$  визначається елементом матриці  $J^{-1}$ , зворотній інформаційній матриці Фішера [127,130,131]:

$$\alpha_k^2 = \text{var}(\bar{\beta}_k(z) - \beta_k) \geq J^{kk}$$

Де  $J^{kk}$  – елемент матриці  $J^{-1}$ .

Елементи матриці  $J$  визначаються наступним чином:

$$J_{ik} = -E_w \left[ \frac{\partial^2 [\ln p(z \uparrow \beta)]}{\partial \beta_i \partial \beta_k} \right]$$

Тут  $E_w$  означає статистичне усереднення по відношенню до шуму, а  $p(z \uparrow \beta)$  спільна функція щільності ймовірності вектора  $z$  для заданих  $\beta = \{\beta_0, \beta_{01}, \dots, \beta_M\}$ .

Враховуючи, що шум являється некорельованим гаусівський з нульовим

середнім і дисперсією  $\delta^2$ , запишемо спільну функцію щільності ймовірності [131,179]:

$$p\left(z \uparrow \tilde{a}\right) = \left(\frac{1}{\sigma^2 2\pi}\right)^N \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_n \left((I_n - i_n)^2 + (Q_n - q_n)^2\right)\right] \quad (4.1)$$

$$\text{Де } \tilde{a} = \left\{ \tilde{\Omega}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d} \right\};$$

$$I_n = R_e(z(t_n)); \quad Q_n = I_m(z(t_n));$$

$$\tilde{r}(t_n) = \exp\left(j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_k \tilde{d}_k h\left(t_n - kt - \tilde{\tau}\right) \quad \text{комплексна огибающая опорного}$$

сигналу;

$$i_n = R_e\left(\tilde{r}(t_n)\right); \quad q_n = I_m\left(\tilde{r}(t_n)\right);$$

$$t_n = nT_s, n = -\frac{N-1}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N-1}{2};$$

$T_s$  – інтервал слідування відліків комплексної огибающей сигналу, що приймається;

$N$  – інтервал спостережень, виражений в кількості інтервалів  $T_s$ .

При формуванні елементів матриці Фішера для параметра  $\left\{ \tilde{\Omega}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau} \right\}$  зазвичай пропонується наступний підхід, що визначається в ряді робіт [180–186]. Показано, що для великих  $K$  ( $K \gg 1$ ) компоненти матриці можуть бути подані в вигляді:

$$F = E_d \left\{ \begin{pmatrix} J_{\Omega\Omega} & J_{\Omega\varphi} & J_{\Omega r} \\ J_{\varphi\Omega} & J_{\varphi\varphi} & J_{\varphi r} \\ J_{r\Omega} & J_{r\varphi} & J_{rr} \end{pmatrix} \right\} \quad (4.3)$$

Де  $E_d\{*\}$  усереднення елементів матриці Фішера по інформаційній послідовності;



$J_{jk}$  - елемент матриці для параметрів  $\{\tilde{\Omega}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}\}$ .

Можна показати, що з точністю до постійної величини, що не залежить від параметрів  $\{\tilde{\Omega}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}\}$ , логарифм функції правдоподібності (2) може бути подана в наступному вигляді [130]:

$$L = \frac{1}{\sigma^2} \sum_n \left( I_n i_n + Q_n q_n - \frac{1}{2} (i_n^2 + q_n^2) \right)$$

$$\text{Звідси : } \frac{\partial^2 L}{\partial \tilde{a}_i \partial \tilde{a}_k} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_n \left( (I_n - i_n) \frac{\partial^2 i_n}{\partial \tilde{a}_i \partial \tilde{a}_k} + (Q_n - q_n) \frac{\partial^2 q_n}{\partial \tilde{a}_i \partial \tilde{a}_k} - \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_k} - \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_k} \right)$$

Враховуючи, що  $E_w[(I_n - i_n)] = E_w[(Q_n - q_n)] = 0$  отримаємо:

$$J_{ik} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_n \left( \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_k} + \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_k} \right) \quad (4.4)$$

Де:  $\tilde{a}_i, \tilde{a}_k$  - елемент вектора  $\tilde{a}$  при  $i, k = 0, 1, 2$ .

Замітимо що,  $\tilde{r}(t_n) = i_n + j q_n$  і  $\tilde{r}^*(t_n) = i_n - j q_n$ .

Проведемо ряд перетворень  $\frac{\partial \tilde{r}(t_n)}{\partial \tilde{a}_i} = \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_i} + j \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_i}$  та  $\frac{\partial \tilde{r}^*(t_n)}{\partial \tilde{a}_i} = \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_i} - j \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_i}$

$$\text{Звідси : } \frac{\partial \tilde{r}(t_n)}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial \tilde{r}^*(t_n)}{\partial \tilde{a}_k} = \left( \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_k} + \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_k} \right) + \left( \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_k} - \frac{\partial i_n}{\partial \tilde{a}_i} \frac{\partial q_n}{\partial \tilde{a}_k} \right)$$

Тобто, вираз (4.4) можна подати в вигляді

$$J_{jk} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_n \operatorname{Re} \left( \frac{dr(t_n)}{\partial a_i} \frac{dr^*(t_n)}{\partial a_k} \right) \quad (4.5)$$

Для визначення нижнього кордону дисперсії оцінки параметра  $\Omega$  вирахуємо компонент матриці (4.3) з урахуванням усереднення по інформаційній послідовності  $-F_{ik} = E_d \{J_{ik}\}$  для  $i, k = 0, 1, 2$ . Визначимо  $F_{\Omega\tau}$ .

Для  $\frac{dr^*(t_n)}{\partial \tau}$  і  $\frac{dr(t_n)}{\partial \Omega}$  можна записати:

$$\frac{dr^*(t_n)}{\partial \tau} = -\exp\left(-j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i^* \frac{\partial h(t_n - iT - \tilde{\tau})}{\partial \tau}$$

$$\frac{dr(t_n)}{\partial \Omega} = j t_n \exp\left(j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i h(t_n - iT - \tilde{\tau})$$

$$\text{Звідси } \frac{dr(t_n)}{\partial \Omega} \frac{dr^*(t_n)}{\partial \tau} = -j t_n \sum_l \sum_m \tilde{d}_m \tilde{d}_l^* \frac{\partial h(t_n - iT - \tilde{\tau})}{\partial \tau} h(t_n - iT - \tilde{\tau})$$

Проведемо усереднення отриманого виразу по інформаційній послідовності.

Зазвичай для  $\tilde{d}_i$  пропонується наступна модель [48,131]:

$\tilde{d}_i$  - незалежні випадкові величини з нульовим середнім і функціями кореляції

$$E \left\{ \tilde{d}_i \tilde{d}_k^* \right\} = \begin{cases} D_s, i=k \\ 0, i \neq k \end{cases} \quad (4.6)$$

Де  $D_s$  - деяка позитивна величина.

По умові (4.6) отримаємо:

$$E_d \left\{ \frac{\partial \tilde{r}(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} * \frac{\partial \tilde{r}^*(t_n)}{\partial \tilde{\tau}} \right\} = -j t_n D_s \sum_m \frac{\partial h(t_n - mT - \tilde{\tau})}{\partial \tilde{\tau}} h(t_n - mT - \tilde{\tau})$$

Імпульсна характеристика фільтра Найквіста є дійсною функцією.

Значить права частина в даному виразі - функція уявна, через це:

$$Re \left( E_d \left\{ \frac{\partial \tilde{r}(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} * \frac{\partial \tilde{r}^*(t_n)}{\partial \tilde{\tau}} \right\} \right) = 0$$

$$i F_{\Omega r} = 0$$

Аналогічно можна показати  $F_{\varphi r} = 0$ . Аналіз виразу (4.4) показує, що матриця Фішера симетрична:  $F_{ik} = F_{ki}$ . Тобто, матриця (4.3) приймає наступний вигляд:

$$F = \begin{pmatrix} F_{\Omega\Omega} & F_{\Omega\varphi} & 0 \\ F_{\varphi\Omega} & F_{\varphi\varphi} & 0 \\ 0 & 0 & F_{\tau\tau} \end{pmatrix}$$

Звідси, нижній кордон дисперсії оцінки  $\Omega$  визначається наступним чином:

$$var \left( \tilde{\Omega} - \Omega \right) \geq \frac{1}{F_{\Omega\Omega} - F_{\Omega\varphi}^2 / F_{\varphi\varphi}} \quad (4.7)$$

Таким чином, для знаходження нижнього кордону дисперсії оцінок величини  $\Omega$  слід визначити  $F_{\varphi\varphi}$ ,  $F_{\Omega\Omega}$  і  $F_{\Omega\varphi}$ .

Визначимо  $F_{\varphi\varphi}$ .

Для  $\frac{dr^*(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}}$  і  $\frac{dr(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}}$  справедливо

$$\frac{dr(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}} = j \exp\left(j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i h\left(t_n - iT - \tilde{\tau}\right)$$

$$\frac{dr^*(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}} = -j \exp\left(-j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i h\left(t_n - iT - \tilde{\tau}\right)$$

Звідси  $\frac{dr(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}} * \frac{dr^*(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}} = \sum_l \sum_m \tilde{d}_m \tilde{d}_l^* h\left(t_n - lT - \tilde{\tau}\right) h\left(t_n - mT - \tilde{\tau}\right)$

Отже, на основі (4.1) і (4.6) вираз для даної компоненти матриці (4.3) можна представити в вигляді:  $F_{\varphi\varphi} = \frac{D_s}{\sigma^2} \sum_n \left( \sum_m h^2\left(t_n - mT - \tilde{\tau}\right) \right)$ .

Аналогічно

$$\frac{dr(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} = j t_n \exp\left(j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i h\left(t_n - iT - \tilde{\tau}\right)$$

$$\frac{dr^*(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} = -j t_n \exp\left(-j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i h\left(t_n - iT - \tilde{\tau}\right)$$

Звідси  $\frac{dr(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} * \frac{dr^*(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} = t_n^2 \sum_l \sum_m \tilde{d}_m \tilde{d}_l^* h\left(t_n - mT - \tilde{\tau}\right) h\left(t_n - lT - \tilde{\tau}\right)$ .

На основі (4.5)  $F_{\Omega\Omega} = \frac{D_s}{\sigma^2} \sum_n \left( t_n^2 \sum_m h^2\left(t_n - mT - \tilde{\tau}\right) \right)$ .

Та для  $\frac{\partial r(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}}$  і  $\frac{\partial r^*(t_n)}{\partial \tilde{\varphi}}$  запишем

$$\frac{dr(t_n)}{\partial \tilde{\Omega}} = j t_n \exp\left(j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i h\left(t_n - iT - \tilde{\tau}\right)$$

$$\frac{dr^*(t_n)}{\partial \varphi} = -jt_n \exp\left(-j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_i \tilde{d}_i^* \left(t_n - iT - \tilde{\tau}\right)$$

$$\text{Отже: } F_{\Omega\varphi} = \frac{D_s}{\sigma^2} \sum_n \left( t_n \sum_m h^2\left(t_n - mT - \tilde{\tau}\right) \right)$$

Можна показати, що при  $N \rightarrow \infty (T_s \rightarrow 0)$  вирази для розглянутих компонентів матриці Фішера переписуються в вигляді [127,130,131]:

$$F_{\varphi\varphi} = \frac{2E_s}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_m h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt \quad (4.8)$$

$$F_{\Omega\varphi} = \frac{2E_s}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} t \sum_m h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt \quad (4.9)$$

$$F_{\Omega\Omega} = \frac{2E_s}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 \sum_m h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt \quad (4.10)$$

Де  $E_s$  енергія елементарного посилання сигналу.

Змінивши порядок сумовування та інтегрування, перепишемо вираз (8) в вигляді

$$F_{\varphi\varphi} = \frac{2E_s}{N_0} \sum_m \int_{-\infty}^{+\infty} h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt$$

По умові (1)  $\int_{-\infty}^{+\infty} h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt = 1$ . Тобто, для  $F_{\varphi\varphi}$  можна записати

$$F_{\varphi\varphi} = \frac{2E_s}{N_0} K \quad (4.11)$$

Аналогічно для виразу (4.9) запишемо:

$$F_{\Omega\Phi} = \frac{2E_s}{N_0} \sum_m \int_{-\infty}^{+\infty} t h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt$$

Розглянемо інтеграл  $J_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} t h^2\left(t - mT - \tilde{\tau}\right) dt$

Введемо нову змінну  $z = t - mT - \tilde{\tau}$

Перепишемо  $J_0$  даний вираз наступним чином:

$$J_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(z + mT + \tilde{\tau}\right) h^2(z) dz$$

Звідси

$$J_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} z h^2(z) dz + mT \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(z) dz + \tilde{\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(z) dz$$

З огляду на парність функції  $h^2(*)$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} z h^2(z) dz = 0$$

По умові (1)

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h^2(z) dz = 1$$

Отже  $J_0 = mT + \tilde{\tau}$

Прийmemo, що  $K$  не чітке, а величина  $m$  змінюється від  $-\frac{K-1}{2}$  до  $\frac{K-1}{2}$

Можна показати, що дане допущення при  $K \gg 1$  не порушить загальність, а лише спростить деякі математичні викладки.

На основі цієї умови

$$\sum_{m=-\frac{K-1}{2}}^{\frac{K-1}{2}} m = 0$$

і для  $F_{\Omega\varphi}$  отримаємо

$$F_{\Omega\varphi} = \frac{2E_s}{N_0} K \tau \quad (4.12)$$

Таким же чином, змінивши порядок сумування і інтегрування перепишемо вираз (4.10) в вигляді:

$$F_{\Omega\Omega} = \frac{2E_s}{N_0} \sum_m \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 h^2(t - mT - \tau) dt$$

Тепер розглянемо інтеграл

$$J_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 h^2(t - mT - \tau) dt$$

Ввівши заміну змінної

$$z = t - mT - \tau$$

Для  $J_1$  отримаємо

$$J_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} (z + mT + \tau)^2 h^2(z) dz$$

Перепишемо даний вираз

$$\begin{aligned} J_1 = & \int_{-\infty}^{+\infty} z^2 h^2(z) dz + m^2 T^2 \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(z) dz + \tau^2 \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(z) dz + \\ & 2mT \int_{-\infty}^{+\infty} z h^2(z) dz + 2mT \tau \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(z) dz + 2\tau \int_{-\infty}^{+\infty} z h^2(z) dz \end{aligned} \quad (4.13)$$

На основі (4.12) і (4.13) для  $J_1$  можна записати

$$J_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} z^2 h^2(z) dz + m^2 T^2 + \tau^2 + 2mT \tau$$

Розглянемо інтеграл

$$J_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} z^2 h^2(z) dz$$

По теоремі Парсеваля [127,131]

$$J_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |Z(f)|^2 df$$

Де  $Z(f)$  – перетворення Фурье від функції  $zh(z)$

По теоремі про диференціювання перетворення Фур'є можна записати [127]

$$|Z(f)| = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{\partial H(f)}{\partial f} \right|$$

Так як  $H(f)$  є амплітудно-частотною характеристикою фільтра Найквіста [51,106]

$$\frac{\partial H(f)}{\partial f} = \begin{cases} -T\sqrt{T} \frac{\pi}{2\alpha} \sin\left[\frac{\pi}{4\alpha}(2fT - 1 + \alpha)\right], & \frac{1-\alpha}{2T} \leq f \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ T\sqrt{T} \frac{\pi}{2\alpha} \sin\left[\frac{\pi}{4\alpha}(-2fT - 1 + \alpha)\right], & -\frac{1+\alpha}{2T} \leq f \leq -\frac{1-\alpha}{2T} \\ 0, & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \quad \text{та} \quad |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \end{cases}$$

Звідси для  $J_2$  отримаємо

$$J_2 = T^3 \frac{1}{8\alpha^2} \int_{\frac{1-\alpha}{2T}}^{\frac{1+\alpha}{2T}} \sin^2\left[\frac{\pi}{2\alpha}(2fT - 1 + \alpha)\right] df$$

Ввівши заміну змінних

$$z = \frac{\pi}{2\alpha}(2fT - 1 + \alpha)$$

Отримаємо

$$dz = \frac{\pi}{\alpha} T df$$

і

$$df = \frac{\alpha}{\pi T} dz$$



Перепишемо інтеграл

$$\int_{\frac{1-\alpha}{2T}}^{\frac{1+\alpha}{2T}} \sin^2 \left[ \frac{\pi}{2\alpha} (2fT - 1 + \alpha) \right] df = \frac{\alpha}{\pi T} \int_0^{\pi} \sin^2(z) dz$$

Звідси для  $J_2$  можна записати

$$J_2 = T^2 \frac{1}{8\alpha\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos(2z)) dz$$

і при кінцево

$$J_2 = T^2 \frac{1}{16\alpha}$$

В результаті

$$J_1 = m^2 T^2 + T^2 \frac{1}{16\alpha} + \tau^2$$

Вираз для  $F_{\Omega\Omega}$  представимо в наступному вигляді

$$F_{\Omega\Omega} = \frac{2E_S}{N_0} T^2 \left( 2 \sum_{m=1}^{\frac{K}{2}-1} m^2 + K \left( \frac{1}{16\alpha} + \left( \frac{\tau}{T} \right)^2 \right) \right)$$

Можна показати [127,131], що

$$\sum_{m=1}^{\frac{K}{2}-1} m^2 = \frac{(K-1)^2 K}{24} + \frac{K(K-1)}{12}$$

З чого слідує, що для  $F_{\Omega\Omega}$  можна записати

$$F_{\Omega\Omega} = \frac{2E_S}{N_0} T^2 \left( \frac{K^2(K-1)}{12} + \frac{K(K-1)}{6} + K \left( \frac{1}{16\alpha} + \left( \frac{\tau}{T} \right)^2 \right) \right)$$

Відмітимо, що при  $K \gg 1$  справедливо

$$F_{\Omega\Omega} \approx \frac{2E_s}{N_0} T^2 \frac{K^3}{12} \quad (4.14)$$

Таким чином, підставивши (4.11), (4.12) і (4.14) в (4.7) отримаємо вираз мінімальної дисперсії, яку шукали:

$$\text{var} \left( \overset{\approx}{\Omega} - \Omega \right) \geq \frac{N_0}{2E_s} \frac{1}{\left( \frac{K^3}{12} - K \left( \frac{\overset{\approx}{\tau}}{T} \right)^2 \right)} T^2 \quad (4.15)$$

Очевидно, що при великих інтервалах спостереження ( $K \gg 1$ ) нормований кордон Крамер-Рао оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу може бути поданий, як:

$$CRLB(v) * T^2 = \frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{K^2} \frac{1}{E_s/N_0} \quad (4.16)$$

$$\text{Де } v = \frac{\Omega}{2\pi}.$$

Величина  $CRLB(v) * T^2$  (*Cramer-Rao lower bound*) має назву нижнього кордону Крамера-Рао. Значення якої визначається виразом (4.16) та може бути прийняте для визначення мінімальної граничної дисперсії оцінки несучої частоти.

Таким чином, нижній кордон Крамера-Рао, прийнятий для визначення мінімальної оцінки граничної дисперсії оцінки несучої частоти функціонально залежить від енергії одиничного імпульсу сигналу ( $E_s$ ), інтервалу проходження інформаційних імпульсів комплексної огибаючої сигналу, що приймається ( $T_s$ ) та інтервалу, на якому здійснюється оцінка ( $N_0$ ).

Запропонований вираз дозволяю визначити нижній кордон Крамера-Рао при умові, що інші параметри сигналу відомі. Тобто оцінка проводиться в

ідеальних умовах.

Зазвичай сигнал, в умовах реального супутникового каналу частина інформації про параметри сигналу, що приймається, може бути відсутня. Виходячи з цього, мінімальна дисперсія МП-оцінки несучої частоти по реальному супутниковому сигналу може дещо відрізнятись в гіршу сторону від значення нижній кордон Крамера-Рао, отриманого при цих же умовах [131,176].

Очевидно, методи та алгоритми оцінки несучої частоти реального супутникового сигналу, засновані на досягненні мінімальної дисперсії оцінки повинні забезпечити їх значення що знаходяться відносно вказаних залежностей якмога ближче до залежності  $CRLB(\nu)*T^2$ . Вказані положення визначають перспективні напрямки подальшої роботи, розпочаті в даній статті.

На Рис. 4.1 подані залежності  $CRLB(\nu)*T^2$  та мінімально граничної дисперсії МП-оцінки несучої частоти ( $\sigma_v^2 T^2$ ), отриманої при відсутності інформації про інші параметри сигналу, від співвідношення сигнал/шум, отримані на біт інформації для  $K = 256$  (вид модуляції ФМ-4)

Аналіз залежностей Рис. 4.1 підтверджує висновок про те, що в реальних умовах відсутності повної інформації про параметри сигналу, що приймається, мінімальна дисперсія МП-оцінки несучої частоти -  $\sigma_v^2 T^2$  має значні гірші значення відносно нижнього кордону Крамер-Рао -  $CRLB(\nu)*T^2$ ю

Перспективні дослідження, розробка та створення алгоритмів та методик, спрямованих на МП-оцінку несучої частоти при мінімально граничній дисперсії в умовах невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається повинно бути спрямоване на максимальне наближення мінімально граничної дисперсії оцінки несучої частоти реального сигналу до нижнього кордону Крамера-Рао, визначеного для оцінки несучої частоти в умовах визначеності інших параметрів сигналу.

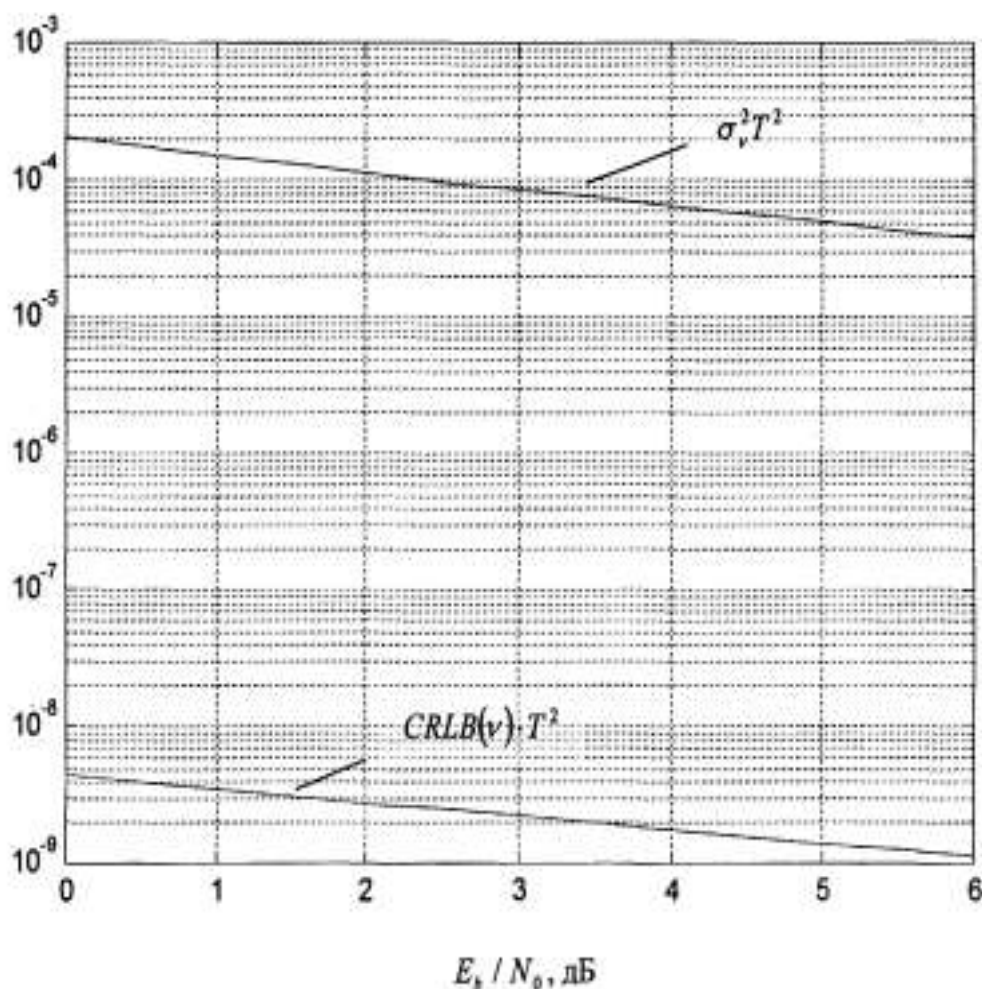


Рис. 4.1 Залежність нормованого кордону  $CRLB(v) \cdot T^2$  та  $\sigma_v^2 T^2$  від співвідношення сигнал/шум, отримані на біт інформації для . Вид модуляції ФМ-4,  $K = 256$

#### 4.2 Методика оцінки несучої частоти системою фазової синхронізації когерентного демодулятора в безперервному прийомі сигналу супутниковою телекомунікацією

Як було зазначено раніше, однією з особливостей систем супутникового зв'язку є переважне використання в них під час прийому сигналу в безперервному режимі фазової модуляції сигналів, що призначені для передачі корисної інформації [2,8]. В свою чергу однією із особливостей використання такого виду модуляції в супутникових каналах зв'язку є істотна невизначеність сигналу, що приймається по частоті (частотна невизначеність сигналу).

Виходячи з цього, використання вказаного виду модуляції потребує вирішення завдання що до оцінки несучої частоти сигналу. А сама оцінка зводиться до задачі оцінки частоти максимуму в спектрі фрагменту синусоїдального сигналу на фоні адитивного гаусівського шуму.

При цьому, найбільш значущою є проблема синхронізації по частоті несучого коливання сигналу, що приймається. Комплексна огибаюча сигналу містить невідомі величини, а саме частоту ( $\nu$ ), фазу ( $\phi$ ), затримку сигналу ( $\tau$ ) та передану інформаційну послідовність ( $d$ ). Тобто завдання синхронізації фактично зводиться до оцінки істинних параметрів сигналу, що приймається –  $\nu, \phi, \tau, d$ , знання параметрів яких необхідно для демодуляції сигналу  $z(t)$ .

Для вирішення завдання оцінки несучої частоти ФМ сигналу в умовах невизначеності інформації про початкову фазу сигналу ( $\phi$ ), про величину його затримки ( $\tau$ ) і про передану інформаційну послідовність ( $d$ ) доцільно застосувати правило максимальної правдоподібності. Відомо, що використання правила максимальної правдоподібності для оцінки несучої частоти (МП-оцінк) забезпечує асимптотично ефективні і асимптотично незміщені її оцінки. [127,130,131,179,185].

При наявності інформації про параметри  $\{d, \phi, \tau\}$  МП-оцінка несучої частоти  $\nu$  може забезпечити мінімальну граничну дисперсію, яка буде визначатися нижнім кордоном Крамера-Рао [130,185].

При великих інтервалах спостереження ( $K \gg 1$ ) нормований кордон Крамер-Рао оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу може бути поданий як функціональна залежність від одиничного імпульсу сигналу ( $E_s$ ), інтервалу проходження інформаційних імпульсів комплексної огибаючої сигналу, що приймається ( $T_s$ ) та інтервалу, на якому здійснюється оцінка ( $N_0$ ) [177, 178]. Запропонований підхід дозволяє визначити нижній кордон

Крамера-Рао при умові, що інші параметри сигналу відомі. Тобто оцінка проводиться в ідеальних умовах.

Зазвичай сигнал, в умовах реального супутникового каналу частина інформації про параметри сигналу, що приймається, може бути відсутня. Виходячи з цього, мінімальна дисперсія МП-оцінки несучої частоти реального супутникового сигналу може дещо відрізнятись в гіршу сторону від значення нижнього кордону Крамера-Рао, отриманого при цих же умовах [131].

Таким чином достовірна оцінка несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку вимагає вирушення актуального наукового задня щодо розробки алгоритму проведення оцінки з урахуванням всіх параметрів сигналу, що приймається.

Як було зазначено раніше, значне практичне значення для оцінки несучої частоти має визначення мінімальної граничної дисперсії в умовах реального супутникового каналу, тобто в припущенні що [2,13]:

- відсутня тактова синхронізація;
- відсутня інформація про інформаційну послідовність, що передається;
- відсутня інформація про початкову фазу несучого колювання.

Прийmemo, що комплексна огинаюча опорного сигналу має вигляд [53,68]:

$$\tilde{r}(t) = \exp \left( j \left( 2\pi \tilde{\nu} t + \tilde{\varphi} \right) \right) \sum_k \tilde{d}_k h \left( t - kT - \tilde{\tau} \right)$$

Прийmemo, що величина  $\tilde{\nu}$  лежить в діапазоні від  $-\nu_{max}$  до  $\nu_{max}$ .

Інтервал  $[-\nu_{max}, \nu_{max}]$  визначається початковою частотною невизначеністю сигналу, що приймається.

В подальшому прийmemo, що:

$\tilde{\varphi}$  – випадкова величина, рівномірно розподілена в діапазоні  $[-\pi, \pi]$ :

$\tilde{\tau}$  – випадкова величина, рівномірно розподілена в діапазоні  $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$

$\tilde{d} = \left\{ \tilde{d}_0, \tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{k-1} \right\}$  – вектор незалежних випадкових величин з нульовим

середнім і з відповідними функціями кореляції [130,131].

Прийmemo, що значення величин  $\tilde{\varphi}$  та  $\tilde{\tau}$  і компоненти вектора  $\tilde{d}$  незалежні один від одного і всі інформаційні символи рівно ймовірні.

Таким чином, завдання полягає в тому, щоб отримати оцінку несучої частоти сигналу, що приймається по правилу максимальної правдоподібності (МП-оцінку) при відсутності інформації про передану інформаційну послідовність, початковій фазі несучої частоти сигналу, що приймається і тактовій синхронізації.

Запишемо сумісну функцію щільності ймовірності сигналу (4.1), що приймається в вигляді [48,131,178]:

$$p\left(z \uparrow \tilde{a}\right) = \left(\frac{1}{\sigma^2 2\pi}\right)^N \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_n \left(I_n^2 + Q_n^2 - 2(I_n i_n + Q_n q_n) + i_n^2 + q_n^2\right)\right] \quad (4.17)$$

Де  $\tilde{a} = \left\{ \tilde{\Omega}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d} \right\}$ ;

$$I_n = R_e(z(t_n)); \quad Q_n = I_m(z(t_n)); \quad (4.18)$$

$\tilde{r}(t_n) = \exp\left(j\left(\tilde{\Omega}t_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_k \tilde{d}_k h\left(t_n - kt - \tilde{\tau}\right)$  комплексна огибаюча опорного сигналу;

$$i_n = R_e\left(\tilde{r}(t_n)\right); \quad q_n = I_m\left(\tilde{r}(t_n)\right);$$

$$t_n = nT_s, n = -\frac{N-1}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N-1}{2};$$

$T_s$  – інтервал слідування відліків комплексної огибаючої сигналу, що

приймається;

$N$  - інтервал спостережень, виражений в кількості інтервалів  $T_s$ .

Прийнявши, що  $\sum_n I_n^2$ ,  $\sum_n Q_n^2$  і  $i_n^2 + q_n^2 = |r(\tilde{t}_n)|^2$  - постійні, які не залежать від  $\tilde{v}$ , а  $\left(\frac{1}{\sigma^2 2\pi}\right)^N$  - деяка позитивна постійна величина, для рішення завдання по оцінці частоти несучого колювання про правило максимальної подібності достатньо найти максимум наступної функції [48,131]:

$$\Lambda(\tilde{v}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d}) = \exp\left[\frac{1}{\sigma^2} \sum_n (I_n i_n + Q_n q_n)\right] \quad (4.19)$$

Відмітимо, що  $I_n i_n + Q_n q_n = \operatorname{Re}\left((I_n + jQ_n)^*(i_n - jq_n)\right) = \operatorname{Re}\left(z(\tilde{t}_n)^* r^*(\tilde{t}_n)\right)$ .

З урахуванням введених вище позначень, вираз (4.19) прийме наступний вигляд:

$$\Lambda(\tilde{v}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d}) = \exp\left[\frac{1}{\sigma^2} \left[ \operatorname{Re} \left[ \sum_n z(\tilde{t}_n)^* r^*(\tilde{t}_n) \right] \right] \right] \quad (4.20)$$

Розглянемо суму  $\sum_m \left( z(\tilde{t}_n)^* r^*(\tilde{t}_n) \right)$

$$\begin{aligned} \sum_m z(\tilde{t}_n)^* r^*(\tilde{t}_n) &= \sum_n z(\tilde{t}_n)^* \left( \exp\left(j\left(2\pi\tilde{v}\tilde{t}_n + \tilde{\varphi}\right)\right) \sum_k \tilde{d}_k^* h\left(\tilde{t}_n - kT - \tilde{\tau}\right) \right)^* = \\ &= \sum_n z(\tilde{t}_n)^* \exp\left(-j\tilde{\varphi}\right)^* \exp\left(-j2\pi\tilde{v}\tilde{t}_n\right) \sum_k \tilde{d}_k^* h\left(\tilde{t}_n - kT - \tilde{\tau}\right) \end{aligned}$$

Звідси:  $\sum_m z(\tilde{t}_n)^* r^*(\tilde{t}_n) = \exp\left(-j\tilde{\varphi}\right)^* \sum_k \tilde{d}_k^* \sum_n z(\tilde{t}_n) \exp\left(-j2\pi\tilde{v}\tilde{t}_n\right) h\left(\tilde{t}_n - kT - \tilde{\tau}\right)$

Прийmemo, що імпульсна характеристика фільтра  $h^*$  має кінцеву



довжину, що дорівнює цілому числу символічних інтервалів сигналу, що приймається. Також прийемо, що інтервал спостереження багато більше довжини імпульсної характеристики фільтра. При введених вище обмеженнях справедливе наступне співвідношення:

$$\sum_m \left( z(t_n)^* r^*(t_n) \right) = \exp(-j\tilde{\varphi})^* \sum_k d_k^* y(\tilde{\nu}, kT + \tilde{\tau})$$

$$\text{Де } y(\tilde{\nu}, t) = \sum_n z(t_n)^* \exp(-j2\pi\tilde{\nu}t_n) h(t_n - t)$$

Фактично сигнал  $y(\tilde{\nu}, t)$  можна трактувати як відклик узгодженого фільтра (УФ) на сигнал  $z(t_n)^* \exp(-j2\pi\tilde{\nu}t)$ .

Звідси, вираз (4.20) перепишемо в вигляді

$$\Lambda(\tilde{\nu}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d}) = \exp \left[ \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_n d_k^* y(\tilde{\nu}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right]$$

В подальшому ми повинні усереднити отриману функцію  $\Lambda(\tilde{\nu}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d})$  по так званім небажаним параметрам  $\tilde{\varphi}$ ,  $\tilde{\tau}$  та  $\tilde{d}$ . Процедура усереднення в загальному випадку є достатньо складною. Тому, для вирішення вказаної задачі усереднення розкладемо функцію  $\Lambda(\tilde{\nu}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d})$  в ряд Тейлора. Ми аналізуємо випадок малого відношення сигнал/шум, що дозволяє обмежитися лише трьома першими складниками розкладника [131]. Тому для  $\Lambda(\tilde{\nu}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d})$  запишемо:

$$\Lambda(\tilde{v}, \tilde{\varphi}, \tilde{\tau}, \tilde{d}) = 1 + \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] + \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right]^2 \quad (4.21)$$

Усредним другу складову в (4.21) по інформаційній послідовності

$$E_d \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right\} = \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k E_d \left\{ \tilde{d}_k^* \right\} y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right]$$

Всі інформаційні символи рівноймовірні. Тому  $E_d \left\{ \tilde{d}_k^* \right\} \rightarrow 0$  і

$$E_d \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right\} = 0$$

Розглянемо третю складову в (4.21). Відкинувши співмножники, що не залежать від  $\tilde{v}$ , запишемо

$$\begin{aligned} & \left[ \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right]^2 = \\ & = \frac{1}{4} \left[ \sum_k \left[ \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \exp(-j\tilde{\varphi}) + \tilde{d}_k^* y^*(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \exp(j\tilde{\varphi}) \right] \right]^2 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Звідси

$$\begin{aligned}
& \left[ \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right]^2 = \\
& \frac{1}{2} \sum_i \sum_k \tilde{d}_i^* \tilde{d}_k y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau})^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) + \\
& + \frac{1}{4} \exp(-j\tilde{\varphi}) \left( \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right)^2 + \\
& + \frac{1}{4} \exp(j\tilde{\varphi}) \left( \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right)^2
\end{aligned}$$

Відмітимо, що вираз (4.22) включає в себе складові з співмножниками виду  $\exp(\pm 2j\tilde{\varphi})$  усереднення яких по  $\tilde{\varphi}$  дає 0.

Отже, усереднив вираз (4.22) по заважаючому параметру  $\tilde{\varphi}$  і  $\tilde{d}$ , отримаємо

$$E_{\varphi, \tilde{d}}^{\tilde{\varphi}} = \left\{ \left[ \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right]^2 \right\} = E_d^{\tilde{\varphi}} \left\{ \frac{1}{2} \sum_i \sum_k \tilde{d}_i^* \tilde{d}_k y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau})^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right\}$$

Звідси, з врахуванням функцій кореляції параметрів вектору

$\tilde{d} = \{ \tilde{d}_0, \tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{k-1} \}$  маємо:

$$E_{\varphi, \tilde{d}}^{\tilde{\varphi}} = \left\{ \left[ \operatorname{Re} \left[ \exp(-j\tilde{\varphi}) \sum_k \tilde{d}_k^* y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right] \right]^2 \right\} = \frac{D_S}{2} \sum_k \left| y(\tilde{v}, kT + \tilde{\tau}) \right|^2$$

Усереднення виразу (4.21) по значенню  $\tilde{\tau}$ , рівномірно розподіленому на інтервалі  $\left[ -\frac{T}{2}, \frac{T}{2} \right]$ , дає кінцевий результат:

$$\tilde{\Lambda}(\tilde{\nu}) = 1 + \frac{1}{2\sigma^4} \frac{D_S}{2T} \sum_k \int_{-T/2}^{T/2} \left| y(\tilde{\nu}, kT + \tau) \right|^2 d\tilde{t}$$

Де  $\tilde{\Lambda}(\tilde{\nu})$  функція правдоподібності

Співмножник  $\frac{1}{2\sigma^4} \frac{D_S}{2T}$  можна виключити із розгляд, так як він не залежить від  $\tilde{\nu}$ .

Тобто, для знаходження МП-оцінки значення  $\tilde{\nu}$  достатньо найти максимум функції

$$L(\tilde{\nu}) = \sum_k \int_{-T/2}^{T/2} \left| y(\tilde{\nu}, kT + \tau) \right|^2 d\tilde{t} \quad (4.23)$$

Як підсумок, відмітимо, що сума в (4.23) еквівалентна інтегралу від функції  $\left| y(\tilde{\nu}, t) \right|^2$  на інтервалі спостереження  $T_0 = kT$ .

Таким чином, для знаходження МП-оцінки несучої частоти сигналу слідує максимізувати функцію

$$L(\tilde{\nu}) = \sum_k \int_{-T/2}^{T/2} \left| y(\tilde{\nu}, t) \right|^2 d\tilde{t} \quad (4.24)$$

По всіх розглянутих частотах  $\tilde{\nu}$ , такі, що  $\left| \tilde{\nu} \right| \leq \nu_{max}$ .

Схема, що може реалізувати обчислення функції  $L(\tilde{\nu})$ , подана на рис. 4.2

[185].

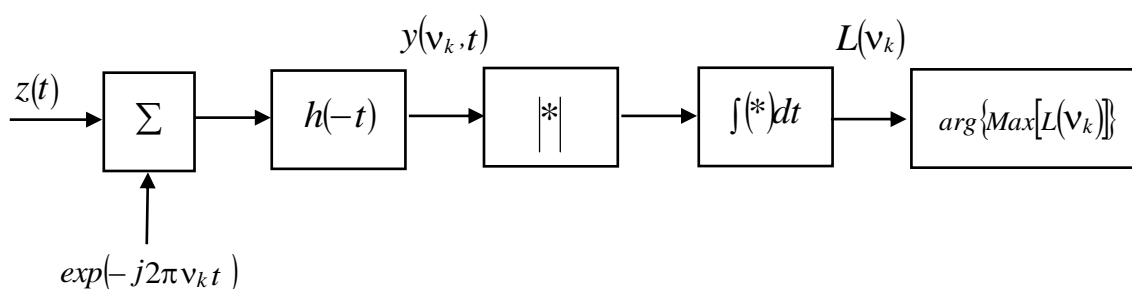


Рис. 4.2. Структурна схема послідовного обрахування МП-оцінки

Реалізація алгоритму МП-оцінки полягає в наступному. Діапазон можливих значень  $-\nu_{max} \leq \tilde{\nu} \leq \nu_{max}$  розіб'ємо на  $M$  інтервалів з середніми точками  $\nu_k = \nu_0 + k\Delta\nu$ ,  $\nu_0 = -\nu_{max}$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ .

Для кожної частоти  $\nu_k$  обраховується значення інтегралу (4.24) і знаходиться максимум по всім  $\nu_k$ .

На рис. 4.3 подана паралельна схема оцінки [185].

Застосування паралельної структури приводить до скорочення часу обрахування, але викликає ріст складності пристрою.

Схема обрахування МП-оцінки несучої частоти, подані на Рис. 4.2 та 4.3, як правило, називають схемами розімкнутого типу (open-loop frequency estimation algorithm) [131,185].

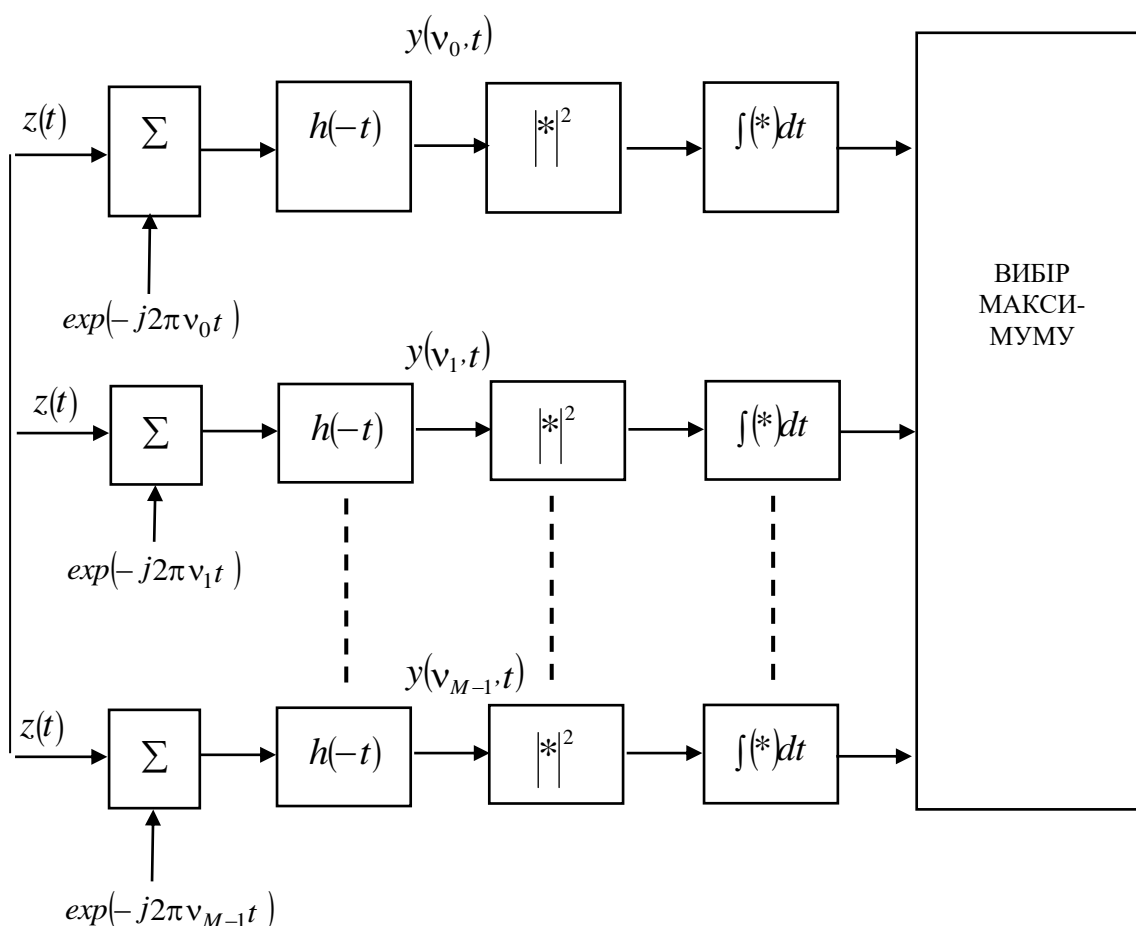


Рис. 4.3 Структурна схема паралельного оброблення МП-оцінки

Альтернативний підхід полягає в застосуванні методів оцінювання замкнутого типу (closed-loop algorithm).

Як відомо [178,186], знаходження максимуму функції  $L(\tilde{\nu})$  досягається рішенням рівняння:

$$dL(\tilde{\nu}) / d\tilde{\nu} = 0 \quad (4.25)$$

В роботах [15,16157,186] показано, що на основі аналізу виразу (4.25) може бути отримана петля частотної автопідстройки, яка реалізує МП-оцінку несучої частоти сигналу, що приймається (closed-loop frequency estimation

algorithm) при відсутності інформації про передану інформаційну послідовність, початкову фазу несучої частоти сигналу, що приймається і тактову синхронізацію. На основі аналізу лінійної моделі петлі оцінюється мінімальна гранична дисперсія МП-оцінки частоти несучого коливання, отримана на основі правила (4.25) [131,185.186].

На основі результатів, поданих в роботах [132–134,182], вираз для граничної дисперсії, нормованої до квадрату тактової частоти сигналу, що приймається може бути подано в вигляді:

$$\sigma_v^2 T^2 = \frac{2a}{\pi^2 K} \frac{1}{E_s/N_0} \left( 1 + \frac{1}{E_s/N_0} \right) \quad (4.26)$$

Для ілюстрації співвідношення кордонів, отриманих на основі виразу (4.26) і залежності  $CRLB(v)*T^2$ , отриманої без врахування інших параметрів сигналу на Рис. 4.4 подані залежності  $\sigma_v^2 T^2$  та  $CRLB(v)*T^2$  від співвідношення сигнал/шум на біт інформації  $E_s/N_0$  для  $K = 256$  (вид модуляції ФМ-4).

Аналіз вказаної залежності показує, що природно кордон  $\sigma_v^2 T^2$  значно гірше, ніж нижній кордон Крамера-Рао. Це пояснюється тим, що при отриманні МП-оцінки несучої частоти при прийнятих вище початкових умовах не використовувала інформацію про інші параметри сигналу, що приймається, а саме  $(\varphi, \tau, d)$ .

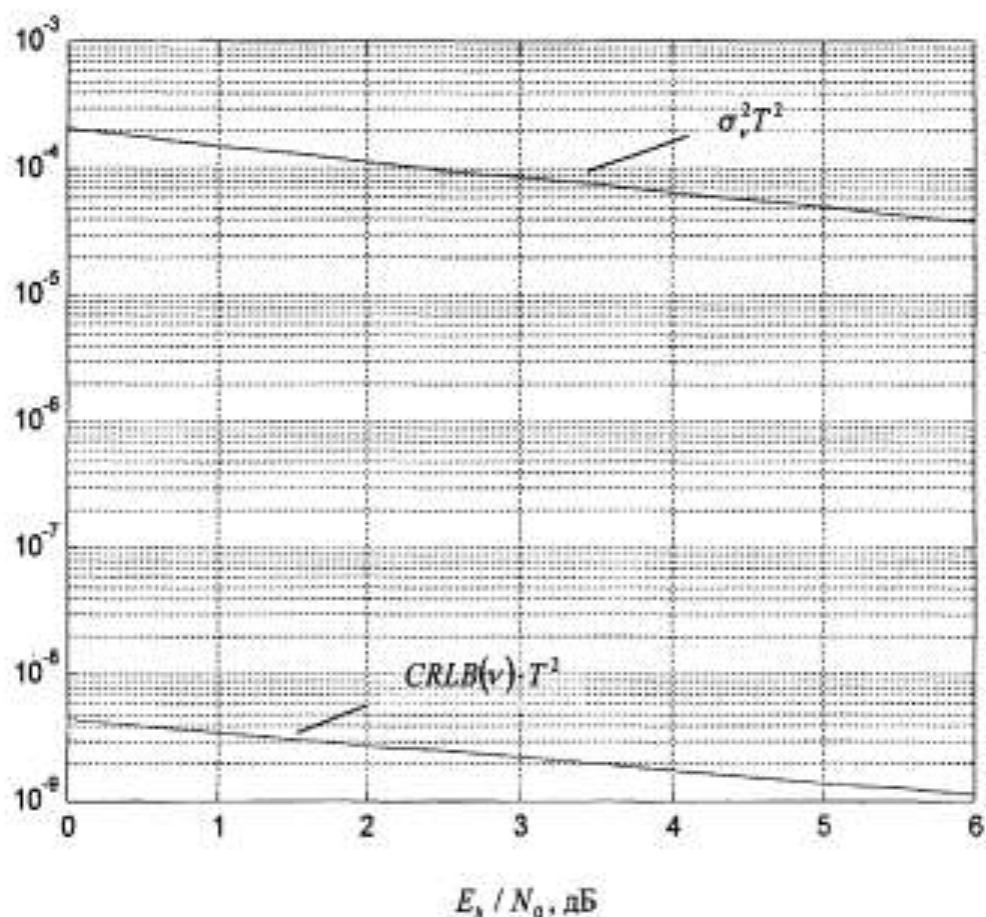


Рис. 4.4 Залежність нормованого кордону  $CRLB(v) \cdot T^2$  та  $\sigma_v^2 T^2$  від співвідношення сигнал/шум, отримані на біт інформації для.

Вид модуляції ФМ-4,  $K = 256$

Величину  $CRLB(v) \cdot T^2$  в ряді робіт називають модифікованим кордоном Крамер-Рао –  $MCRB(v)$  (Modified Cramer-Rao bound) [4,5,6]. Величину  $\sigma_v^2$  в деяких роботах найменують кордоном Крамера-Рао (Cramer-Rao bound) –  $CRB(v)$  [132-134]. Кордон  $CRB(v)$  - це кордон Крамера-Рао для дисперсії оцінки несучої частоти сигналу, що приймається, коли ми маємо данні про всі інші параметри, крім  $\tilde{\nu}$ . А кордон  $\sigma_v^2$  – кордон Крамера-Рао для дисперсії оцінки несучої частоти, коли ми на маємо даних про ці параметри.

Таким чином, дисперсія будь якої «доброї» незміщеної оцінки частоти коливання фазомодульованого сигналу повинна лежати між цими кордонами і якомога ближче до  $CRLB(v) \cdot T^2$ .



Як було зазначено раніше, однією з вимог до якості функціонування системи фазової синхронізації є забезпечення високої швидкодії на етапі оцінки несучої частоти. Вказана швидкодія систем супутникового зв'язку потребує зменшення часу оцінки, досягти якого можна зменшивши інтервал спостереження [185]. Одним з шляхів зменшення інтервалу спостереження є використання в алгоритмі оцінки несучої частоти функції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [127?131].

Для знаходження МП-оцінки несучої частоти сигналу слідує максимізувати функцію, загальний вид якої визначає вираз 2 [48?127]:

$$L(\tilde{\nu}) = \sum_k \int_{-T/2}^{T/2} \left| y(\tilde{\nu}, t) \right|^2 dt \quad (4.27)$$

На основі результатів, поданих в [132-134], вираз для граничної дисперсії, нормованої до квадрату тактової частоти сигналу, що приймається може бути подано в вигляді:

$$\sigma_{\nu}^2 T^2 = \frac{2a}{\pi^2 K} \frac{1}{E_S / N_0} \left( 1 + \frac{1}{E_S / N_0} \right) \quad (4.28)$$

Інтеграл виразу (4.27) визначає енергію сигналу на виході узгодженого фільтра (УФ), заміряну на інтервалі спостереження. На основі теореми Парсеваля можна записати [127]:

$$L(\tilde{\nu}) = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \left| H_T(f - \tilde{\nu}) \right|^2 df \quad (4.29)$$

Де

$$H_T(f) = \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} h(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad - \text{перетворення Фур'є від } h(t) \text{ на інтервалі}$$

спостереження;

$|S(f)|$  – амплітудний спектр сигналу, що приймається, отриманий на інтервалі  $T_0$ .

Аналіз виразу (4.29) показує, що на його основі може бути побудований алгоритм оцінки частоти несучого коливання.

Фактично цей підхід до оцінки відображає структура, подана на Рис. 4.5, в якій реалізований набір фільтрів, що охоплюють діапазон частот  $-\nu_{max} \leq \tilde{\nu} \leq \nu_{max}$  [185].

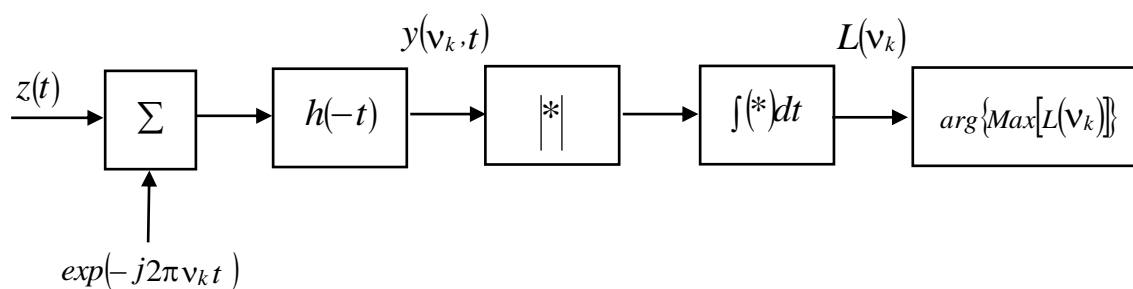


Рис. 4.5. Структурна схема послідовного оброблення  
МП-оцінки

А алгоритм оцінки зводиться до вибору по критерію максимуму енергії сигналу на виході того чи іншого набору фільтрів.

Таким чином, можна одержати правило обчислення оцінки несучої частоти сигналу, що приймається по правилу максимальної подібності (МП-оцінку)

$$\tilde{\nu}_0 = \arg \left\{ \underset{-\nu_{max} \leq \tilde{\nu} \leq \nu_{max}}{\text{Max}} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \left| H_T \left( f - \tilde{\nu} \right) \right|^2 df \right\} \right\} \quad (4.30)$$

де  $v_0^{\approx}$  – оцінка, яку обраховуємо.

Ведемо заміну перемінних  $f \equiv f - v^{\approx}$ , перепишемо (4.30) в вигляді

$$v_0^{\approx} = \arg \left\{ \underset{-v_{max}^{\approx} \leq v \leq v_{max}^{\approx}}{\text{Max}} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \mathcal{S} \left( f + v^{\approx} \right) \right|^2 |H_T(f)|^2 df \right\} \right\} \quad (4.31)$$

Припустимо, що інтервал спостереження багато більше довжини імпульсної характеристики УФ. Тобто, модуль спектру  $|H_T(f)|$  можна апроксимувати характеристикою  $H(f)$ . Так як фільтр Найквіста є частотно – обмеженим, правило вир. (6) можна переписати у вигляді:

$$v_0^{\approx} = \arg \left\{ \underset{-v_{max}^{\approx} \leq v \leq v_{max}^{\approx}}{\text{Max}} \left\{ \int_{-\frac{1+a}{2T}}^{\frac{1+a}{2T}} \left| \mathcal{S} \left( f + v^{\approx} \right) \right|^2 H(f) df \right\} \right\} \quad (4.32)$$

Помітимо, що вираз (4.32) можна пояснити, як вибір максимуму в згортці амплітудного спектру сигналу, що приймається, отриманого на інтервалі спостереження з амплітудно-частотною характеристикою узгодженого фільтру (АЧХ УФ). Для отримання оцінки несучої частоти сигналу, що приймається достатньо знайти максимум згортки (4.32) по всім частотам, що входять в діапазон  $-v_{max}^{\approx} \leq v \leq v_{max}^{\approx}$ .

Покажемо, що обрахування МП-оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу може бути реалізовано на основі використання ШПФ [127, 131].

Хай довжина ШПФ рівна  $N_f$ , частота дискретизації сигналу, що приймається рівна  $F_d$ .

Інтеграл (4.32) можна подати у вигляді:

$$\int_{-\frac{1+a}{2T}}^{\frac{1+a}{2T}} \left| S\left(f + \tilde{v}\right) \right|^2 H(f) df \approx \sum_{k=-M_1}^{M_1} |S(m\Delta f + k\Delta f)| H(k\Delta f) \Delta f \quad (4.33)$$

$$\text{Де: } \Delta a = \frac{F_d}{N_f}$$

$$M_1 = \left\lfloor \frac{1+a}{2F_d T} N_f \right\rfloor$$

$$m = -N_{max}, \dots, 0, 1, \dots, N_{max}$$

$$N_{max} = \left\lfloor \frac{v_{max}}{F_d} N_f \right\rfloor$$

[\*] – операція округлення до цілого.

На основі (4.32) отримаємо

$$v_0 \approx \arg \left\{ \underset{-v_{max} \leq v \leq v_{max}}{\text{Max}} \left\{ \sum_{k=-M_1}^{M_1} |S_{m+k}| H_k \right\} \right\} \frac{F_d}{N_f} \quad (4.34)$$

$$\text{Де } |S_{m+k}| = |S(k\Delta f + m\Delta f)|$$

$$H_k = H(k\Delta f)$$

Вираз (4.34) визначає правило обрахування МП-оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу на основі ШПФ [127]. В виразі (4.34)  $|S_{m+k}|$  – відскік амплітудного спектру сигналу, що приймається, обрахованого за допомогою ШПФ,  $H_k$  – відлік АЧХ УФ.

Таким чином, обрахування МП – оцінки несучої частоти ФМ сигналу при відсутності інформації про передану інформаційну послідовність, про

начальну фазу сигналу і про тактову синхронізацію зводиться до обрахування згортки амплітудного спектру сигналу, що приймається, за допомогою ШПФ з АЧХ СФ.

Аналіз виразу (4.34) показує, що на його основі можна отримати будь яку, як завгодно малу дисперсію оцінки несучої частоти. Однак із виразу (4.28) випливає, що отримання оцінок з дисперсією, що задовольняє умові (1.40) можливе при достатньо великих інтервалах спостережень. Зокрема, при  $E_S/N_0 = 0$  дБ і  $a=0.4$  маємо  $k \geq 3.2 \cdot 10^4$ , чи, що одно ж і теж саме при достатньо великих інтервалах ШПФ.

Одним з методів зменшення інтервалу спостереження є введення двох етапної процедури оцінки несучої частоти ФМ сигналу.

З цією метою пропонується використати метод помноження фази сигналу, що приймається, який, як відомо для фазової модуляції, приводить до зняття модуляції і появі в спектрі сигналу ярко вираженого спектрального максимуму.

Метод помноження фази, як відомо, застосовується в схемах відновлення фази несучого коливання когерентних демодуляторів ФМ сигналу [5, 19, 20]. Однак, ця процедура зняття модуляції ефективна при малій початковій помилці по частоті несучого коливання.

Тому, можемо зафіксувати інтервал спостереження таким чином, що би реалізувати МП-оцінку в відповідності з (4.34) давала достатньо малу дисперсію оцінки несучої частоти –  $\sigma_v^2 T^2 \ll 1$ . Аналіз виразу (4.28) показав, що дане співвідношення виконується вже при відношенні  $E_S/N_0$ , що дорівнює 0 дБ вже для  $k$  порядку декількох сотень інтервалів тактової частоти сигналу, що приймається. Потім по базі отриманої оцінки виконаємо операцію помноження фази сигналу, що приймається і проведемо оцінку частоти максимуму в спектрі демодульованого сигналу.

Тобто запропонована процедура полягає в наступному.

На першому етапі проводиться накопичення відліків комплексної

огиноючої сигналу, що приймається  $z_n$  і обраховується МП - оцінка несучої частоти сигналу, що приймається -  $\tilde{\nu}_0$  (в відповідності з правилом (4.34)).

На другому етапі 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  $y_n$ .

Певні результати оцінки максимуму в спектрі сигналу, отримані в ході моделювання при реалізації процедури помноження фази для сигналу спектру ФМ-2 подані на Рис 4.6. 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 максимуму, шляхом оцінки частоти яких обраховується оцінка другого етапу.

В підрозділі визначені функціональні залежності та, на їх основі, розроблено алгоритм оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку.

Вказаний алгоритм дає змогу здійснити двох етапну оцінку несучої частоти по правилу максимальної правдоподібності з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі при мінімальному інтервалі спостереження.

Забезпечення мінімального інтервалу спостереження в поданому алгоритмі оцінки несучої частоти забезпечується використання функції

швидкого перетворення Фур'є та двома етапами оцінки: етапу визначення мінімальної дисперсії оцінки несучої частоти та етапу оцінки максимуму частоти в спектрі сигналу.

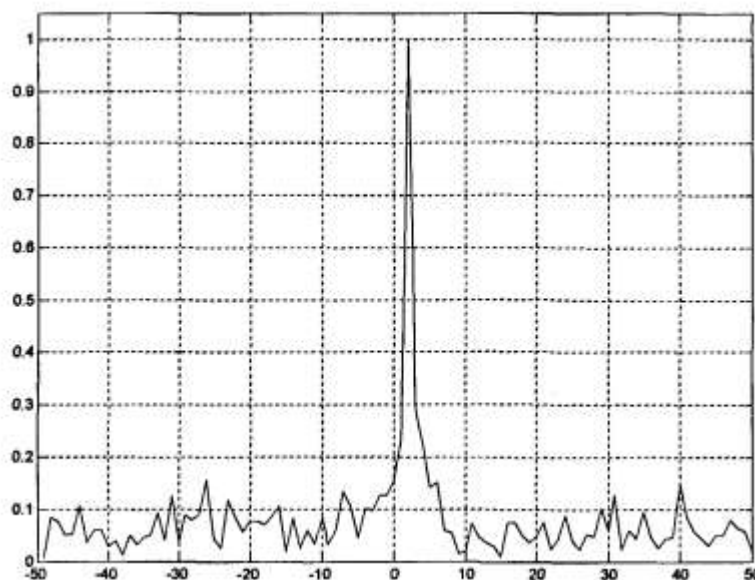


Рис.4.6 Нормований амплітудний спектр сигналу на виході схеми помноження фази. Вид модуляції ФМ-2,  $E_s/N_0 = 3$  дБ,  $\nu = 0$ ,  $m = k - 1024$

### 4.3. Методика оцінки несучої частоти системою фазової синхронізації когерентного демодулятора в пакетному прийомі сигналу супутниковою телекомунікацією

Найпростіший супутниковий канал зв'язку включає в себе дві земні станції супутникового зв'язку і космічну станцію зв'язку, розташовану на борту супутника. Зауважимо, що в даному каналі присутній, принаймні одне перетворення частоти сигналу. Це перетворення здійснюється в бортовому ретрансляторі супутника зв'язку [1,2,8]. Наявність даного перетворення через внутрішню нестабільності опорного генератора–перетворювача частоти бортового ретранслятора супутника зв'язку призводить до випадкового і

нестационарного зміщення несучого коливання сигналу щодо номінального значення. Це обумовлює частотну невизначеність сигналу [8].

Весь діапазон частот, в якому працює супутниковий ретранслятор, прийнято ділити на деякі смуги (шириною 27 ... 36, 72 ... 120 МГц), в яких посилення сигналу здійснюється окремим трактом – стовбуром [1,2]. У стовбурі, в свою чергу, можуть передаватися сигнали багатьох земних станцій супутникового зв'язку. Таким чином, супутниковий ретранслятор може забезпечити зв'язок великого числа абонентів. Організація доступу практично незалежних земних станцій в загальній системі зв'язку і оперативне встановлення з'єднань між довільними станціями та багато станційний доступ знаходять широке застосування в супутникових системах зв'язку [1,2,8,25].

Загалом, є кілька різних шляхів, за допомогою яких багато користувачів можуть надсилати інформацію через супутниковий канал зв'язку. В даний час в ССЗ широко використовуються два типи багато станційного доступу [1,2,25] – багато станційний доступ з частотним поділом каналу (БДЧП) та – багато станційний доступ з тимчасовим поділом каналу (БДТП).

Порівняльна простота і низька вартість обладнання, а також великий досвід розробки та експлуатації систем з частотним поділом, накопичений при розробці та експлуатації ранніх систем зв'язку, послужили причиною того, що в переважній більшості сучасних супутникових систем зв'язку в даний час використовується БДЧП. Супутникові системи зв'язку з наданням каналу на вимогу (НКВ), що працюють з частотним поділом каналів (БДЧП-НКВ), оперують з досить низькими інформаційними швидкостями сигналів. Як наслідок, в таких системах виявляється можливим використання відносно дешевих супутникових терміналів з малою апертурою класу а VSAT (very small aperture terminal) [1,2,25]. У системах БДЧП-НКВ використовуються відносно вузькосмугові канали. Тому початковий зсув по частоті несучого коливання сигналу може бути порівняний з смугою самого каналу.

Земні станції системи, побудованої за технологією БДЧП-НКВ, включають в себе модеми інформаційних каналів і модеми, що формують



загальний канал керування. Даний канал управління в супутникових системах зв'язку з наданням каналу на вимогу (НКВ) прийнято називати загальним каналом сигналізації (ЗКС) [1,2,25].

Модеми, що забезпечують ЗКС на периферійних земних станціях, працюють в безперервному режимі на прийом і в пакетному на передачу. Модем ЗКС на центральній станції працює в безперервному режимі на передачу і в пакетному режимі на прийом. Іншими словами, в супутникових системах БДЧП-НКВ існує загальний пакетний канал управління. Даний канал, як правило, будується за алгоритмом ALOHA з випадковим доступом пакетів [25].

Для забезпечення роботи модемів застосовуються демодулятори сигналів, які слід розрізнити по типам: демодулятори, що працюють в пакетному режимі, і демодулятори, що працюють в безперервному режимі.

Синхронізація демодуляторів, які працюють в безперервному режимі по частоті несучого коливання здійснюється з інформаційного (модульованому) сигналу. Синхронізація демодуляторів, які працюють в пакетному режимі, здійснюється по преамбулі переданої на початку кожного пакета. Як правило, для синхронізації пакетного демодулятора по частоті на початку преамбули передається гармонічний сигнал.

Як було зазначено раніше, швидкодія систем супутникового зв'язку потребує зменшення часу оцінки, досягти якого можна зменшивши інтервал спостереження. Одним з шляхів зменшення інтервалу спостереження є використання в алгоритмі оцінки несучої частоти функції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [23,29.127].

Недоліком процедур оцінки сигналу, що передається в пакетному режимі, заснованих на ШПФ є те, що реалізація їх потребує попереднього накопичення даних для наступного здійснення обчислень по заданому алгоритму. Додаткова затримка може бути неприпустима в пакетному режимі, так як довжина процедури обробки жорстко обмежена довжиною преамбули. Крім цього, необхідно врахувати, що загальний алгоритм оцінки повинен

однаково працювати як для безперервного так і для пакетного режиму передачі даних.

Одним з шляхів вирішення такого завдання для супутникових систем зв'язку типу БДЧП–НКВ є використання в алгоритмі оцінки частоти сигналу, що передається ковзного ШПФ [31,32,182,183,184].

Обчислення ковзного ШПФ не потребує початкового накопичення  $N$  – точеної вибірки сигналу, що приймається для отримання відповідної спектральної вибірки довжиною  $N$ .

До переваг ковзного ШПФ слідує віднести те, що процедура обчислення достатньо просто реалізується при будь-якій довжині ШПФ.

В даній роботі ми викладемо суть запропонованого алгоритму МП - оцінки частоти синусоїдального сигналу використавши метод ковзного ШПФ.

За допомогою ковзного ШПФ обраховуються відліки амплітудного спектру сигналу, що приймається [182,183,184,187]:

$$|I_k(nT_s)|,$$

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 проводимо грубу оцінку частоти:

$$f_0 = \arg \max_k \left\{ |I_k(N_f T_s)| \right\} \frac{1}{N_f T_s}, \quad (4.35)$$

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  $f_0$ .

Відмітимо, що величина  $I(v)$  – це, не що інше, як періодіограмма сигналу, що приймається. Ясно, що максимум  $I(v)$  треба шукати навколо оцінки першого етапу, визначеного правилом (4.35). В роботах [183,188,189] для знаходження розглянутого максимуму запропоновано використовувати алгоритм, заснований на ітеративній процедурі дихтомічного процесу.

В процесі реалізації даної процедури обчислюються величини:

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

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

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

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

Тут величина  $M_1$  визначає число ітерацій дихтомічного пошуку, а  $f_0$  визначається виразом (4.35).

Розглянута процедура полягає в наступному:

якщо

$$\left| I(f_i^+) \right| \geq \left| I(f_i^-) \right|$$

то

$$f_i = f_i^+$$

інакше

$$f_i = f_i^-$$

При  $k = M_1$  обчислюється остаточна оцінка несучої частоти сигналу, що приймається:

$$\tilde{\nu} = f_{M_1}$$

Розподіл по частоті  $\Delta f_c T$ , який забезпечується розглянутою процедурою, обмежений числом ітерацій і може бути визначений наступним чином [188,189]:

$$\Delta f_c T = \frac{T}{T_s N_f 2^{M_1}} \quad (4.36)$$

Відомо, що ефективність оцінок, що забезпечуються процедурою дихтомічного пошуку, залежить від числа проведених ітерацій. В роботах [182,188,189] показано, що для реалізації процедури дихтомічного пошуку з достатньою ефективністю оцінок в будь-якому, раніш заданому діапазоні відношення сигнал/шум, можна зупинитися на такому числі ітерацій, щоб

$$(\Delta f_c T)^2 = \frac{1}{4} (CRLB(\nu) T^2)_{min} \quad (4.37)$$

де  $(CRLB(\nu) T^2)_{min}$  – мінімальне з  $(E_s/N_0)_{max}$  граничної дисперсії (4.16) в заданому діапазоні відношення сигнал/шум.

Для розглянутого мінімального значення граничної дисперсії можна

записати

$$\left(CRLB(v)T^2\right)_{min} = \frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{K^3} \frac{1}{(E_s/N_0)_{max}}$$

де  $(E_s/N_0)_{max}$  максимальне відношення сигнал/шум на інформаційний символ в заданому діапазоні відношення сигнал/шум.

Нехай інтервал спостереження, рівний  $N_f T_s$  містить ціле число тактових інтервалів. Тобто  $N_f T_s = KT$ .

В такому випадку на основі виразу (4.36) вираз (4.37) переписеться в вигляді

$$\frac{1}{K^2 2^{2M_1}} = \frac{1}{4} \frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{K^3} \frac{1}{(E_s/N_0)_{max}}$$

В підсумку, після нескладних перетворень для  $M_1$  отримаємо:

$$M_1 = \left\lceil \frac{1}{2} \log_2 \left[ \frac{8\pi^2 K (E_b/N_0)_{max} \log_2 M_\varphi}{3} \right] \right\rceil \quad (4.38)$$

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

Таким чином, на основі (4.38) 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.

Для оцінки можливості застосування запропонованого в даній роботі підходу та правила (4.38) розглянемо результати оцінки частоти складного

синусоїдального сигналу в шумовому середовищі, здійснені на основі алгоритму з застосуванням ковзного ШПФ, та який забезпечуються процедурою дихтомічного пошуку і залежить від значення зсуву ( $q$ ). Дані результати подані, з їх уточненням, подані на Рис.4.7 [188,190].

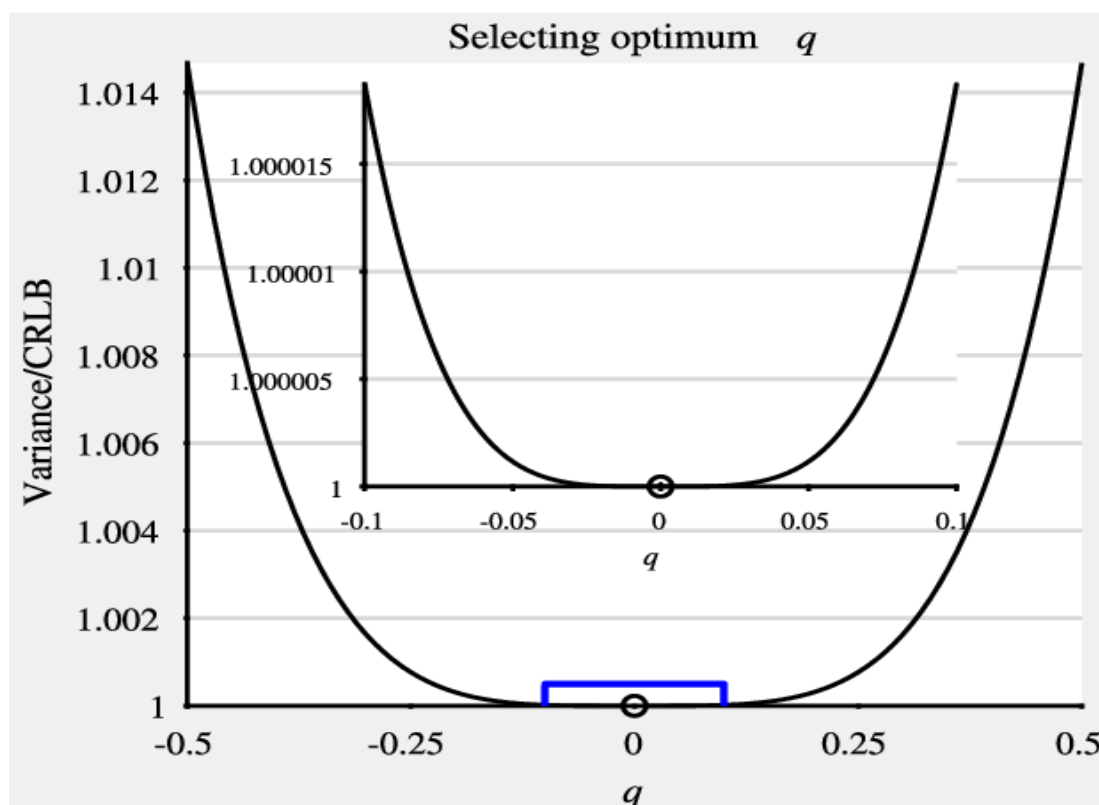


Рис. 4.7. Відношення дисперсії оцінки синусоїдального сигналу до CRLB порівняно зі значенням числа зсуву -  $q$ .

Вставка показує збільшення навколо нижчих значень  $q$  для кращої візуалізації

Отримання поданих на Рис.4.7 залежностей здійснювалось з використанням гібридної інтерполяції ШПФ при половинчатому та  $q$  – зсуві, які показали збіжність оцінки за дві операції. Було показано, що вказана оцінка асимптотично незміщена з її середньоквадратичним значенням, виконаними -по нижньому кордону Крамера-Рао ( $CRLB$ ). Що підтверджує висновок про

актуальність використання запропонованого в данній роботі підходу до використання ковзного ШПФ для МП-оцінки сигналу в, що передається в безперервному режимі.

#### 4.4 Висновки до четвертого розділу

1. Розроблено функціональні залежності та на їх основі метод, призначений для визначення нижнього кордону Крамера-Рао як кількісної характеристики мінімально граничної дисперсії оцінки несучої частоти сигналу, що приймається когерентним демодулятором супутникової телекомунікації. Отримані залежності надають змогу встановити нижню границю мінімальної дисперсії оцінки несучої частоти по її значенню, при умові, що інші параметри сигналу відомі.

2. Розроблено методику оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі по правилу максимальної правдоподібності. Вказана методика дає змогу здійснити оцінку несучої частоти по правилу максимальної правдоподібності з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному при мінімальному інтервалі спостереження.

3. Розроблено методику оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в пакетному режимі по правилу максимальної правдоподібності. Вказана методика дає змогу здійснити оцінку несучої частоти по правилу максимальної правдоподібності з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в пакетному режимі.

4. Подані в розділі результати моделювання по запропонованим алгоритмам показали практичну реалізуємість поданих функціональних залежностей та актуальність застосування запропонованих методик оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі та пакетному режимі.

## РОЗДІЛ 5

### АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ОЦІНОК НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ СИСТЕМАМИ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ КОГЕРЕНТНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ

#### 5.1 Оцінка несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу

Основне завдання вказаної оцінки полягає в тому, щоб методами математичного моделювання визначити, як співвідносяться дисперсії оцінок, що отримані в результаті використання запропонованої раніш двох етапної процедури оцінки в відповідності з теоретичними кордонами.

В ході моделювання будемо генерувати підрахунки комплексної обгинаючої сигналу, що приймається [53,68,189,191]:

$$z_n = e^{j\left(2\pi\nu\frac{n}{F_d} - \varphi\right)} \sum_k d_k h\left(\frac{n}{F_d} - kT - \tau\right) + \omega_n$$

Де  $F_d$  - частота дискретизації сигналу;

$\omega_n$  - відрахунок аддативного гаусівського шуму.

Приймалось, що величина  $\nu$  характеризується рівномірним розподілом в діапазоні  $[-\nu_{\max}, \nu_{\max}]$ , де  $\nu_{\max} = \frac{1}{T}$ . Сигнал генерується з випадковою начальною фазою  $\varphi$ , рівномірно розподіленою в діапазоні  $[-\pi, \pi]$ . Величина  $\tau$  генерується від датчика випадкових чисел з рівномірним розподілом і міняється в діапазоні  $[0, T]$ .



Коефіцієнт округлення фільтра Найквіста  $a = 0.4$ . Моделювання проводимо для трьох випадків модуляції, а саме ФМ-2, ФМ-4 і ФМ-8. Частота дискретизації в ході моделювання вибиралась таким чином, щоб виконувалась умова співвідношення  $F_d T = 8$ . Вибір такого співвідношення частоти дискретизації і тактової частоти сигналу що поймається пояснимо наступним.

При помноженні фази для ФМ-8 здійснюється 8-ми кратне розширення спектру. Для припинення ефекту накладення спектрів частота дискретизації комплексної огибаючої сигналу, що приймається повинна бути не меншою, чим в 8 раз більш тактової частот цього сигналу.

Є доцільним дослідити ефективність оцінок забезпечення процедурою оцінки першого етапу.

Обчислювальна процедура першого етапу полягає в наступному:

1. Обраховувались  $N_f$  елементів  $Z_k$  комплексного перетворення Фур'є сигналу, що приймається в відповідності до стандартів алгоритму ШПФ:

$$z_k = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f-1} z_n \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N_f}\right)$$

Де  $z_n$  - відрахунок комплексної огибаючої сигналу, що приймається;  
 $k = 0, 1, \dots, N_f - 1$

2. Обраховувались відліку амплітудного спектру приймаємого сигналу:

$$G_k = |Z_k|$$

3. Здійснювалось перетворення отриманого амплітудного спектру до виду спектру смугового сигналу:

$$SR_k = \left\{ \begin{array}{l} G_{k+\frac{N_f}{2}}, k=0,1,\dots, \frac{N_f}{2}-1 \\ G_{k+\frac{N_f}{2}}, k=\frac{N_f}{2}, \frac{N_f}{2}+1,\dots, N_f-1 \end{array} \right\} \quad (5.1)$$

4. Обраховувались відліки згортки амплітудного спектру з АЧХ узгодженого фільтру (УФ):

$$SW_m = SR_{m+\frac{N_f}{2}} + \sum_{k=1}^{M_1-1} H_k \left[ SR_{m+\frac{N_f}{2}+k} + SR_{m+\frac{N_f}{2}-k} \right] \quad (5.2)$$

Де  $m = -N_{\max}, \dots, N_{\max}$

$$N_{\max} = \left[ \frac{V_{\max}}{F_d} * N_f \right]$$

$N_k$  - відлік АЧХ УФ

Для  $N_{\max}$  можна записати

$$N_{\max} = \left\{ \cos \left[ \frac{\pi}{4a} \left| \frac{2k}{K} \right| - 1 + a \right] \right\}$$

При умовах

$$\frac{|k| \leq M_0}{M_0 \leq |k| \leq M_1}$$

$$|k| \geq M_1$$

Де  $m_d = F_d T$ ;

$$M_0 = \left[ \frac{1-a}{2m_d} N_f \right]$$

$$M_1 = \left[ \frac{1+a}{2m_d} N_f \right]$$

5. Обраховувались величини зміщення несучої частоти сигналу, що приймається відносно номінального значення:

$$\bar{\nu}_0 = \arg \left\{ \underset{-N_{max} \leq m \leq N_{max}}{\text{Max}} \{SW_m\} \right\} * \frac{F_d}{N_f} \quad (5.3)$$

В процесі моделювання процедури першого етапу були вибрані наступні параметри: довжина інтервалу спостереження склала  $K = 256$  і  $512$  інформаційних символів.

Довжина ШПФ  $N_f$  безсумнівно пов'язана з довжиною інтервалу спостереження  $N_f = m_d K$

В нашому випадку  $m_d = 8$ . Тому для  $K = 256$   $N_f = 2048$  а  $K = 512$  відповідає  $N_f = 4096$ .

Тут і в подальшому 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.

Для ілюстрації процедури обчислення згортки (5.2) на Рис.5.1 поданий відповідний цьому спектру результат обрахування згортки. Реалізація амплітудного спектру сигналу, що приймається, отриманого на основі ШПФ довжиною 2048 точок, відносно якої проведена процедура обчислення згортки, подана на Рис.5.2. Величина  $k$  на Рис.5.2 відображає порядковий номер підрахунку ШПФ).

Спектр обчислювався при наступних умовах: вид модуляції ФМ-4,  $\nu = 0$ ,  $E_b/N_0 = 3$  дБ.

На Рис.5.1 поданий відповідний цьому спектру результат обрахування згортки.

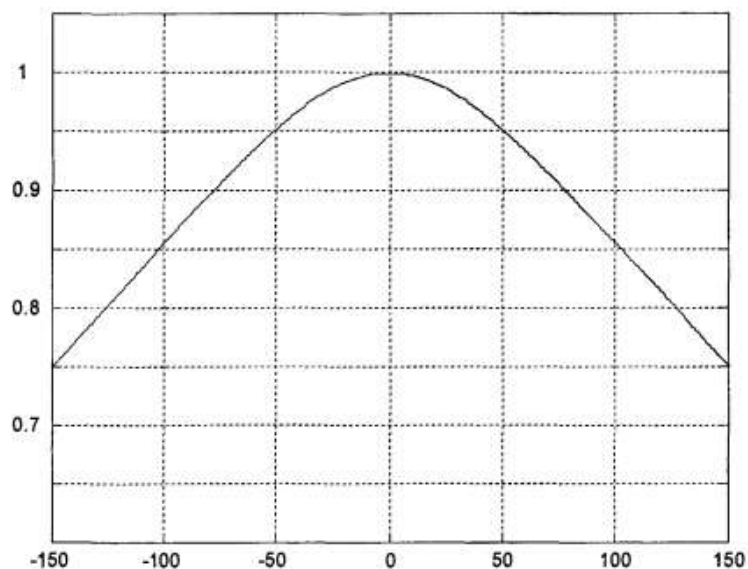


Рис.5.1 Нормована згортка амплітудного спектру сигналу, що приймається з АЧХ УФ

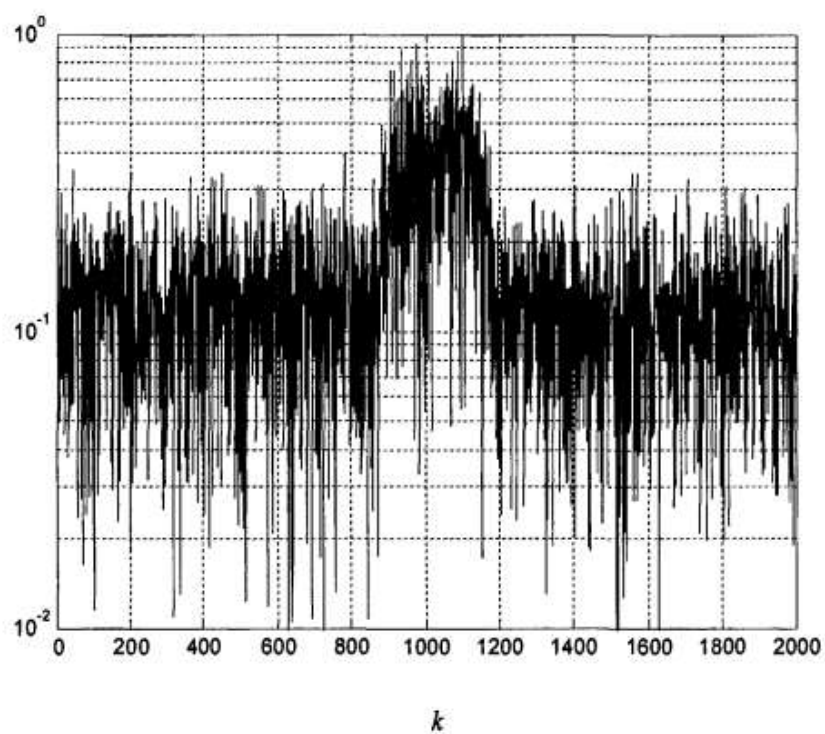


Рис.5.2 Нормований амплітудний спектр сигналу, що приймається.  
Вид модуляції – ФМ-2,  $E_b/N_0 = 0$  дБ,  $\nu=0$ ,  $N_f=4096$

В ході моделювання обраховувалась дисперсія оцінки несучої частоти  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ , нормування по відношенню до квадрата тактової частоти сигналу, що приймається.  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$

Нормована дисперсія обраховувалась наступним чином:

$$\bar{\sigma}_v^{2*} T^2 = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \left[ \left( v_i - \bar{v}_0(i) * T \right) \right]^2 \quad (5.4)$$

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.

Залежність нормування дисперсії оцінки несучої частоти від відношення  $E_b/N_0$ , отримане по результатам моделювання для  $K = 256$  і  $512$ , подані на рис.5.3.

На Рис.5.3 суцільними лініями зображені відповідні заданим умовам нормовані кордони  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ .

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

Розглянемо дво етапну процедуру оцінки несучої частоти ФМ сигналу [185,186,189].

На першому етапі проводиться МП-оцінка несучої частоти сигналу, що приймається на основі виразу (5.3).

На другому етапі проводиться 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 Фурье сигналу  $y_n$  в відповідності з стандартним алгоритмом ШПФ.

$$y_k = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f-1} y_n \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N_f}\right)$$

Де  $k = 0, 1, \dots, N_f - 1$

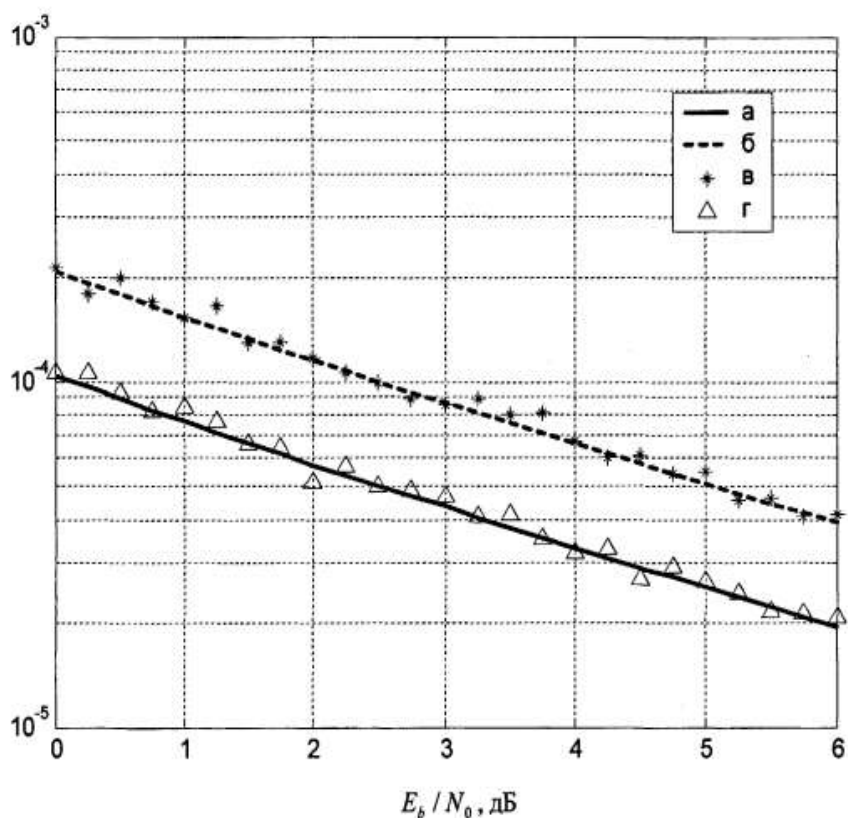


Рис.5.3 Вид модуляції –ФМ-4:

Нормування МГД оцінок несучої частоти ( $\sigma_v^2 T^2$ )

а -  $K = 512$ ; б -  $K = 256$ .

Нормування дисперсії оцінок несучої частоти ( $\sigma_v^2 T^2$ )

в -  $K = 256$ . г -  $K = 256$ .

2. Обчислювався відлік амплітуди спектру

$$G_k = |Y_k|$$

3. Обчислювався відлік  $W_k$  шляхом перетворення амплітудного спектру  $G_k$  до виду спектру смугового сигналу з використанням перетворення (5.1)

4. Визначався номер спектрального підрахунку  $M_p$ , такий що

$$M_p = \arg \left\{ \frac{\text{Max}}{-N_i + \frac{N_f}{2} \leq k \leq N_i + \frac{N_f}{2}} \{W_k\} \right\}$$

Де  $N_i$  - деяка фіксована величина.

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

Про спектр сигналу на виході схеми множення фази можна зробити висновок по спектрам сигналів, що подані на Рис. 5.4 і 5.5. На рис. 5.4 подані нормовані спектри сигналів, отримані в ході моделювання при реалізації процедури множення фази для сигналів ФМ-2 і ФМ-4.

Таким чином, після завершення процедури другого етапу, прикінцева оцінка частоти несучого коливання ФМ сигналу обраховується наступним чином:

$$\bar{v} = \bar{v}_0 + \frac{1}{M_\phi} f_{M_i} \quad (5.5)$$

Де  $f_{M_i}$  - оцінка, отримана при реалізації вищеподаної ітеративної

процедури;

$M_i$  - число ітерацій процедури дихотомічного пошуку;

$M_\varphi$  - обсяг алфавіту сигналу.

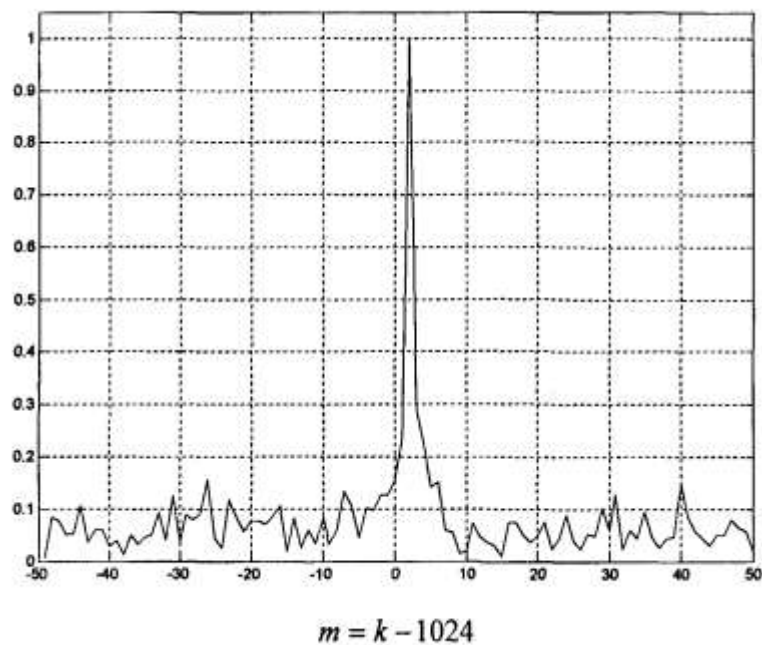


Рис.5.4 Нормований амплітудний спектр сигналу на виході схеми множення фазі. Вид модуляції –ФМ-2,  $E_b/N_0 = 3$  дБ,  $\nu=0$

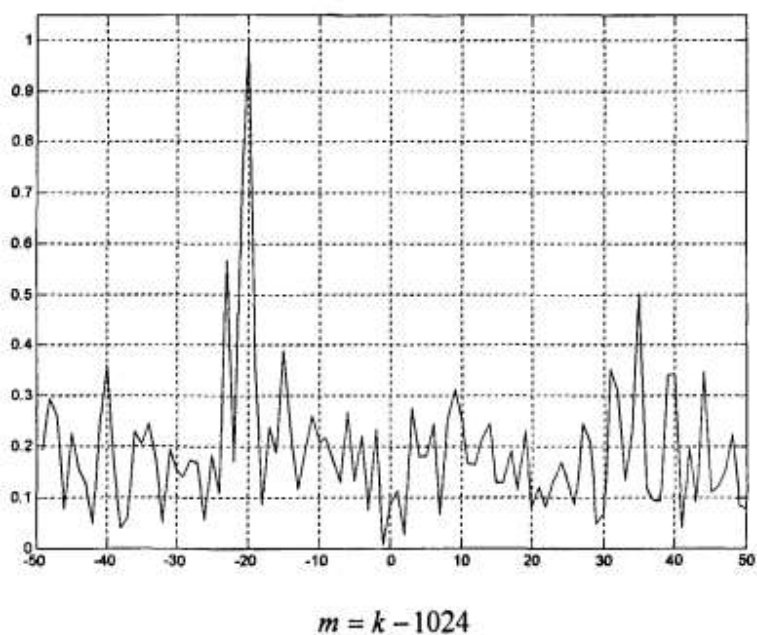


Рис.5.5 Нормований амплітудний спектр сигналу на виході схеми множення фазі. Вид модуляції –ФМ-4,  $E_b/N_0 = 3$  дБ,  $\nu=0$

При проведенні моделювання запропонованого двоетапного алгоритму



оцінки несучої частоти ФМ сигналу необхідно отримати відповіді на наступні питання:

1. При якій найменшій довжині інтервалу спостереження запропонована двоетапна процедура оцінки дає можливість задовольнити умову нормованої дисперсії не більш  $5 \cdot 10^{-6}$  в заданому діапазоні співвідношень  $E_b/N_0$ .

2. Яка ефективність оцінок, отриманих при використанні запропонованого двоетапного алгоритму оцінки несучої частоти ФМ сигналу в каналі з адитивним білим гаусівським шумом? Як залежить ефективність оцінок від співвідношення  $E_b/N_0$ .

Для визначення мінімальної довжини інтервалу спостереження використаємо переборний метод. Відмітимо, що навіть при реалізації оптимального алгоритму оцінки необхідно для виконання умови нормованої дисперсії не більш  $5 \cdot 10^{-6}$  інтервал спостереження складе декілька десятків інтервалів тактової частоти сигналу, що приймається.

В ході моделювання розглядалися  $K = 64, 128, 256, 512, 1024$  і  $2048$ .

В процесі моделювання обраховувались нормована дисперсія оцінки несучої частоти сигналу, що приймається, отримана на основі правила  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ , а також нормована дисперсія оцінки, отримана при реалізації двоетапної процедури оцінки  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ .

Вказана дисперсія обраховується наступним чином:

$$\bar{\sigma}_v^{2*} T^2 = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \left[ \left( v_i - \bar{v}(i) \right) T^2 \right] \quad (5.6)$$

Де  $v_i$  - зміщення несучої частоти сигналу, що приймається при  $i$ -й реалізації алгоритму оцінки.

$\bar{v}(i)$  - значення оцінки даного зміщення при  $i$ -тій реалізації алгоритму оцінки;

$N_s$  - число експериментів.

Ефективність оцінок, що забезпечуються запропонованими процедурами оцінюється шляхом зіставлення отриманих по результатам моделювання дисперсій (5.4) і (5.5) з відповідним мінімально граничними дисперсіями (МГД).

При моделюванні для ФМ-2 і ФМ-4 співвідношення  $E_b/N_0$  змінилося від 0 до 6 дБ включно з кроком 0.25 дБ. Система супутникового зв'язку, що використовують ФМ-8, як правило працюють на більших співвідношеннях сигнал/шум. Тому, для ФМ-8 представляється доцільним дослідити ефективність отриманих оцінок для відношення сигнал/шум на біт інформації від 6 до 12 дБ включно також з кроком 0,25 дБ.

Дослідимо ефективність оцінок, що забезпечуються запропонованою двухетапною процедурою для ФМ-2 при  $K=128$  ( $N_f=1024$ ).

На Рис. 5.6 подані залежності нормованих дисперсій оцінки  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$  і  $\bar{\sigma}_c^{2*} T^2$  від співвідношення  $E_b/N_0$  (див. (5.4) і (5.5)), отримані в ході моделювання для заданих умов.

Для спів підставлення  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$  і  $\bar{\sigma}_c^{2*} T^2$  з граничними дисперсіями на Рис.5.6 як і на всіх наступних графіках, відображаються ефективності отриманих оцінок, подані залежності відповідних нормованих МГД  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$  і  $\bar{\sigma}_c^{2*} T^2$  від відношення  $E_b/N_0$ .

Дані, представлені на Рис. 5.6, показують, що нормована дисперсія  $\bar{\sigma}_c^{2*} T^2$  не задовольняє умові (1.40), тобто  $\leq 5 \cdot 10^{-6}$  при  $E_b/N_0$  від 0 до 6 дБ.

Збільшимо інтервал спостереження і проаналізуємо ефективність отриманих оцінок для  $K=256$  ( $N_f=2048$ ).

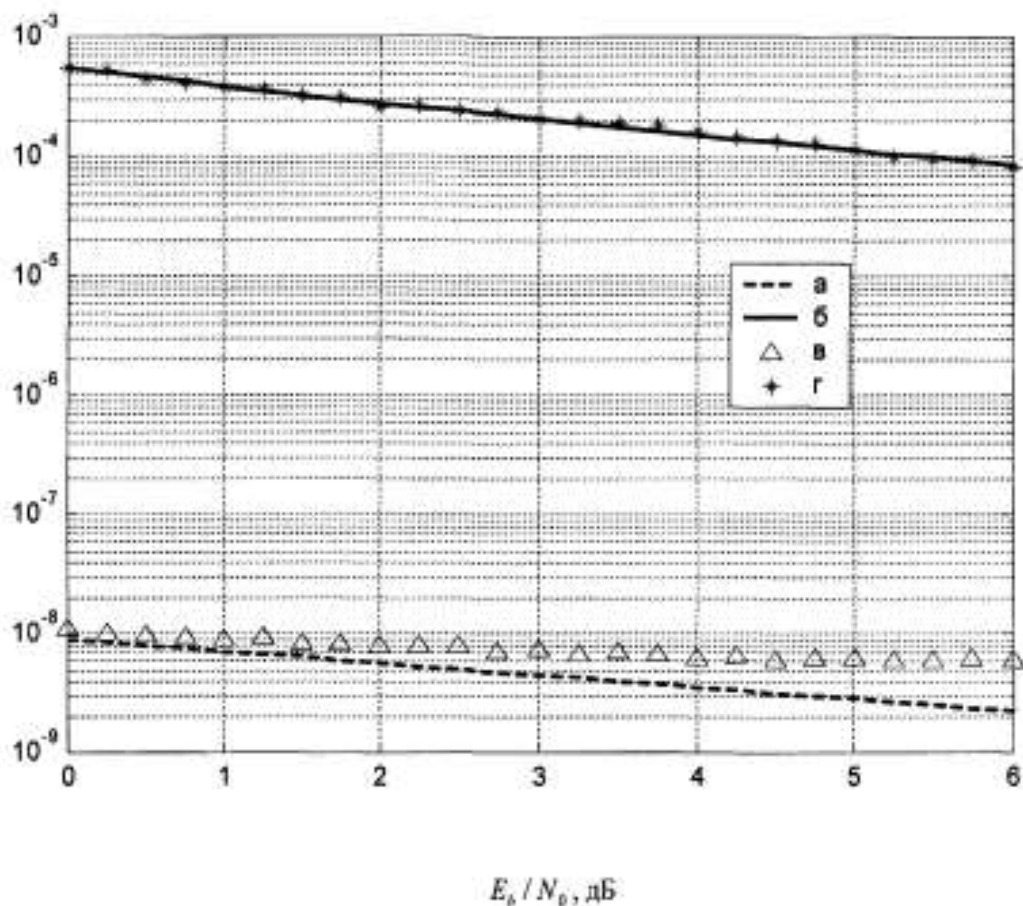


Рис 5.6 Вид модуляції ФМ-2.  $K=128$ .

Нормовані МГД: а -  $\bar{\sigma}_v^2 T^2$ ; б -  $\bar{\sigma}_c^2 T^2$ .

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\bar{\sigma}_c^2 T^2$ ; г -  $\bar{\sigma}_v^2 T^2$

Залежності,  $\bar{\sigma}_v^2 T^2$  і  $\bar{\sigma}_c^2 T^2$  від співвідношення  $E_b/N_0$  для ФМ-2 і  $K = 256$  подані на Рис.5.7.

Вказані залежності показують, що при даному інтервалі спостереження для ФМ-2 умова (1.40), тобто  $\leq 5 \cdot 10^{-6}$  виконується. Тобто, запропонована процедура оцінки для ФМ-2 в заданому діапазоні співвідношень сигнал/шум на біт вирішує поставлене завдання вже при  $K=256$  ( $N_f=2048$ ).

Також необхідно відмітити, що отримана по результатам моделювання нормована дисперсія оцінки  $\bar{\sigma}_c^2 T^2$  достатньо близька до нижнього кордону Крамера-Рао. При співвідношенні  $E_b/N_0 = 3$  Дб, величина  $\bar{\sigma}_v^2 T^2$  не більш ніж в 2

рази більше нормованого кордону  $\sigma_v^{2*} T^2$ .

Проведемо аналіз ефективності оцінок, які забезпечують запропонований двох етапний алгоритм оцінки для ФМ-4.

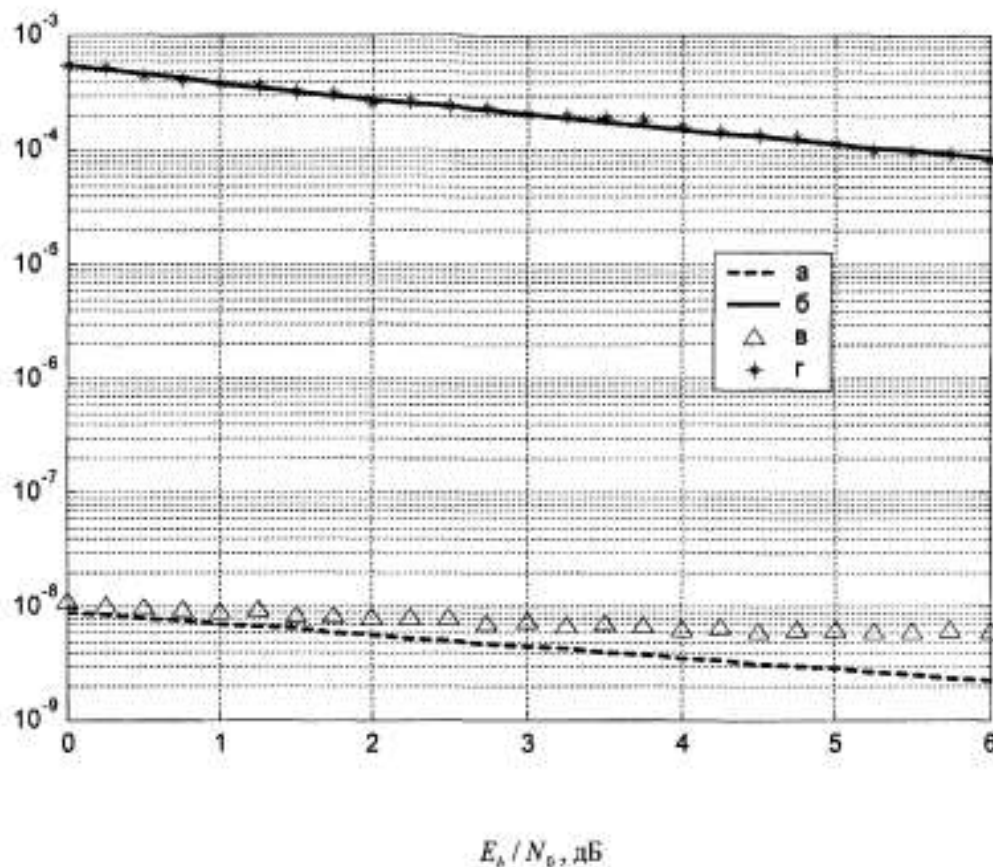


Рис 5.7 Вид модуляції ФМ-2.  $K=256$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_v^{2*} T^2$ ; б -  $\sigma_C^{2*} T^2$ .

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\sigma_C^{2*} T^2$ ; г -  $\sigma_v^{2*} T^2$

В ході моделювання двоетапна процедура була реалізована для  $K = 256$  ( $N_f=2048$ ) та  $K = 512$  ( $N_f=4096$ ).

Уявлення про ефективність отриманих оцінок дають залежності, подані на Рис 5.8 та 5.9., на яких зображені залежності нормованих дисперсій оцінки  $\sigma_v^{2*} T^2$  і  $\sigma_C^{2*} T^2$  від відношення  $E_b/N_0$  для  $K = 256$  та  $K = 512$ . Результати моделювання для ФМ-4 показують, що для виконання умови (1.40), тобто  $\leq 5 \cdot 10^{-6}$  необхідно збільшити площу ШПФ до 4096 точок. Таким чином, двоетапна процедура оцінки для ФМ-4 вирішує завдання при  $K = 512$ .

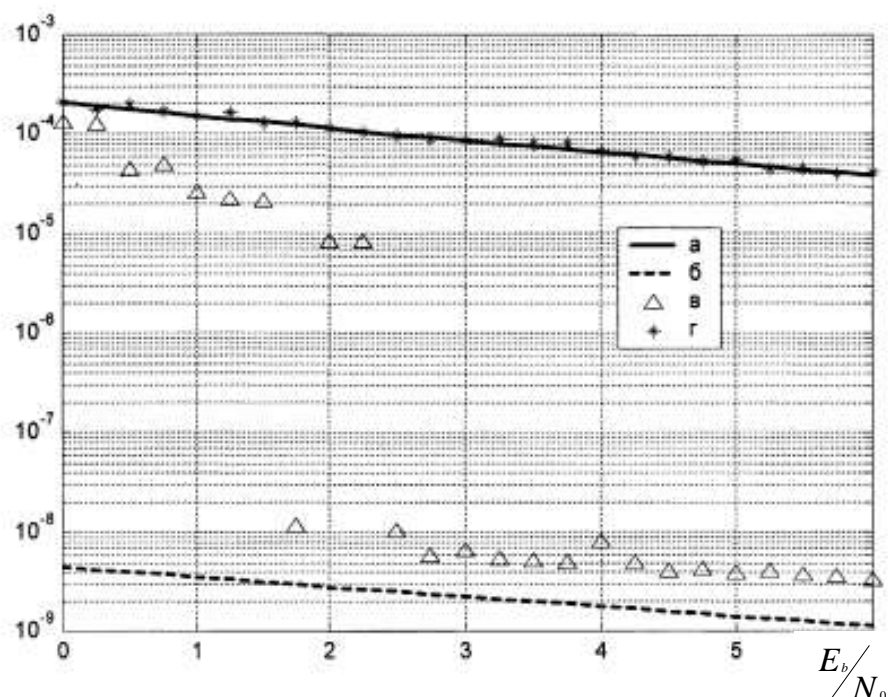


Рис 5.8 Вид модуляції ФМ-4.  $K=256$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_v^2 T^2$ ; б -  $\sigma_c^2 T^2$ .

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\bar{\sigma}_c^2 T^2$ ; г -  $\bar{\sigma}_v^2 T^2$

Відмітимо, що для ФМ-4 отримана по результатам моделювання нормована дисперсія оцінки  $\bar{\sigma}_c^2 T^2$ , як і для ФМ-2, не значно програє нижньому кордону Крамер-Рао. Дисперсія оцінки несучої частоти ФМ сигналу, що забезпечується запропонованою двох етапною процедурою оцінки, в розглянутому випадку не більш, чим в 2 рази більше відповідної МГД при  $E_b/N_0 = 3$  дБ.

Проаналізуємо ефективність оцінок, які забезпечують запропонований двох етапний алгоритм оцінки для ФМ-8.

Здійснимо моделювання по двох етапній процедурі для  $K = 512$  ( $N_f=4096$ ) і  $K = 1024$  ( $N_f=8192$ ).

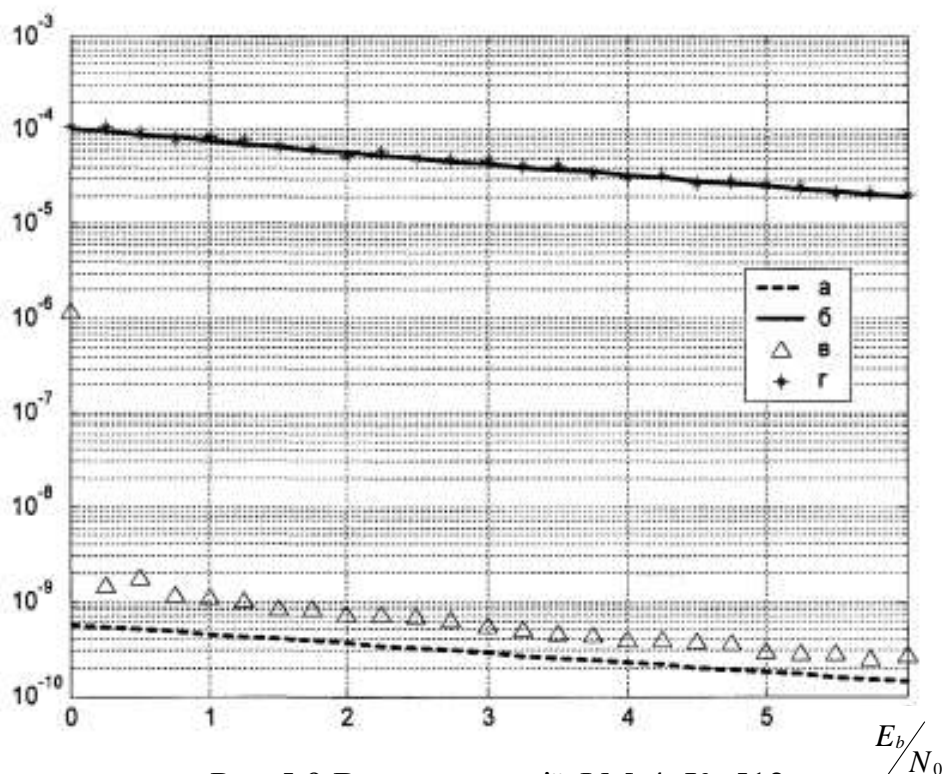


Рис 5.9 Вид модуляції ФМ-4.  $K=512$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_c^2 T^2$ ; б -  $\sigma_v^2 T^2$

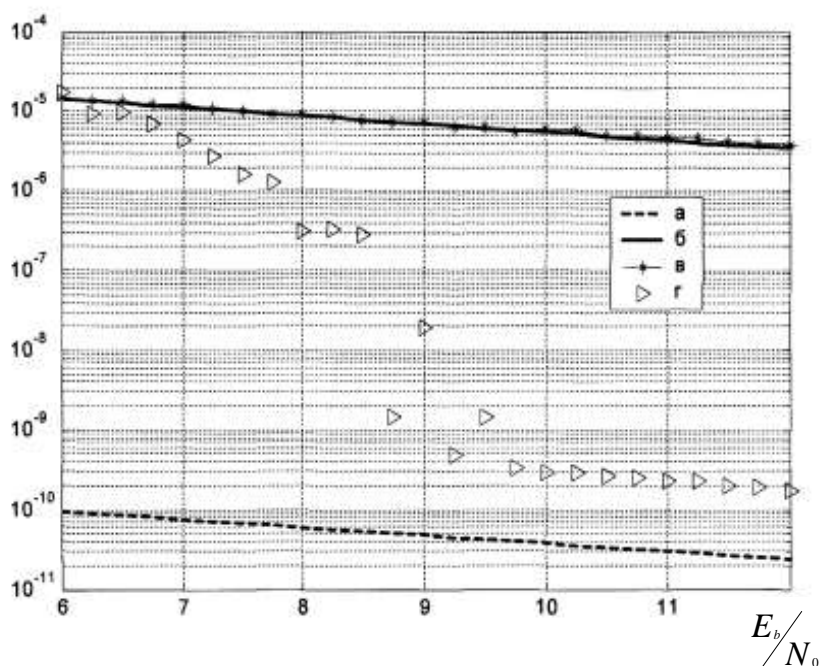
Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\sigma_c^2 T^2$ ; г -  $\sigma_v^2 T^2$

Ефективність відповідних оцінок для ФМ-8 ілюструють залежності, подані на Рис 5.10 та 5.11.

На них подані залежності нормованих дисперсії оцінки  $\sigma_v^2 T^2$  і  $\sigma_c^2 T^2$  від відношення  $E_b/N_0$  для  $K = 512$  (Рис. 5.10) та  $K = 1024$  (Рис. 3.11)

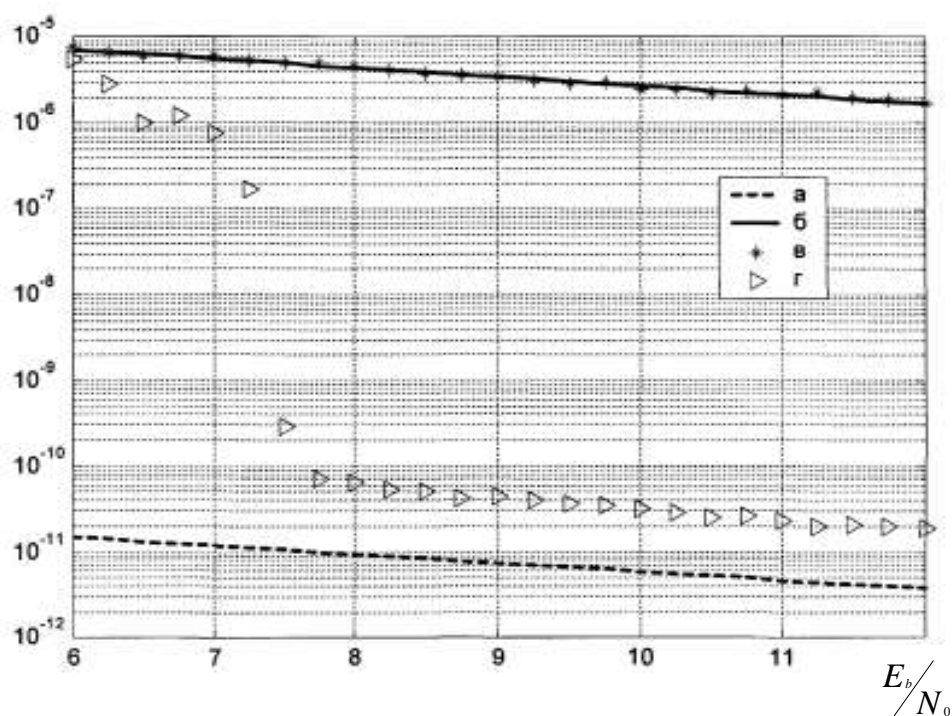
Відмітимо, що при малих відношеннях сигнал/шум для ФМ-4 і ФМ-8 спостерігається різкий ріст дисперсії оцінки частоти несучого коливання ФМ сигналу. Це пояснюється аномальними вкидами оцінок (outliers), що виникають при реалізації процедури оцінки частоти синусоїдального сигналу в випадку малого співвідношення сигнал/шум.

Під дією не лінійності, що може бути викликана застосуванням операції помноження фази, ефект аномальних вкидів в оцінку посилюється.

Рис 5.10 Вид модуляції ФМ-8.  $K=512$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_C^2 T^2$ ; б -  $\sigma_V^2 T^2$ ;

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\sigma_V^2 T^2$ ; г -  $\sigma_C^2 T^2$

Рис5.11 Вид модуляції ФМ-8.  $K=1024$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_C^2 T^2$ ; б -  $\sigma_V^2 T^2$

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\sigma_V^2 T^2$ ; г -  $\sigma_C^2 T^2$

При цьому, при реалізації запропонованої процедури оцінки для ФМ-2 аномальні вкиди з'являються при менших значеннях співвідношення  $E_b/N_0$ , що свідчить залежність, подана на Рис. 5.12. В роботі [31,32,180] показано, що наявність аномальних вкидів приводить до недопустимого зміщення оцінок. Тому в подальшому приймемо, що, крім виконання умов (1.40) ( $\leq 5 \cdot 10^{-6}$ ) ми повинні прагнути до відсутності в діапазоні, що розглядається, відношень  $E_b/N_0$  (від 6 до 12 дБ) аномальних вкидів.

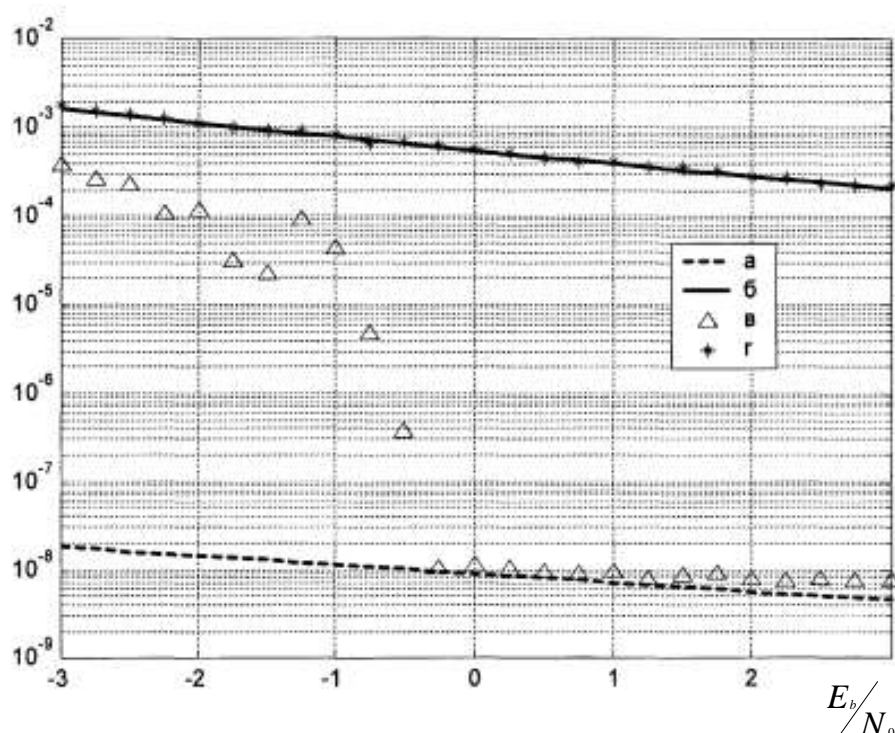


Рис 5.12 Вид модуляції ФМ-2. К=256.

Нормовані МГД: а -  $\sigma_c^2 \cdot T^2$ ; б -  $\sigma_v^2 \cdot T^2$

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\sigma_v^2 \cdot T^2$ ; г -  $\sigma_c^2 \cdot T^2$

Виходячи з вищевказаних міркувань, для ФМ-8 інтервал спостережень необхідно збільшити до 2048. Залежності  $\sigma_v^2 \cdot T^2$  і  $\sigma_c^2 \cdot T^2$  від відношення сигнал/шум на біт інформації, отримані по результатам моделювання двохетапної процедури оцінки для ФМ-8 і К = 2048 ( $N_f = 16348$ ) подані на



залежностях Рис.5.13. Залежність  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$  від відношення  $E_b/N_0$ , подана на Рис.5.13 показує, що дисперсія оцінки несучої частоти ФМ сигналу, що забезпечується для ФМ-8, програє біля одного порядку нижньому кордону Крамера-Рао при  $\gamma = 7$  дБ.

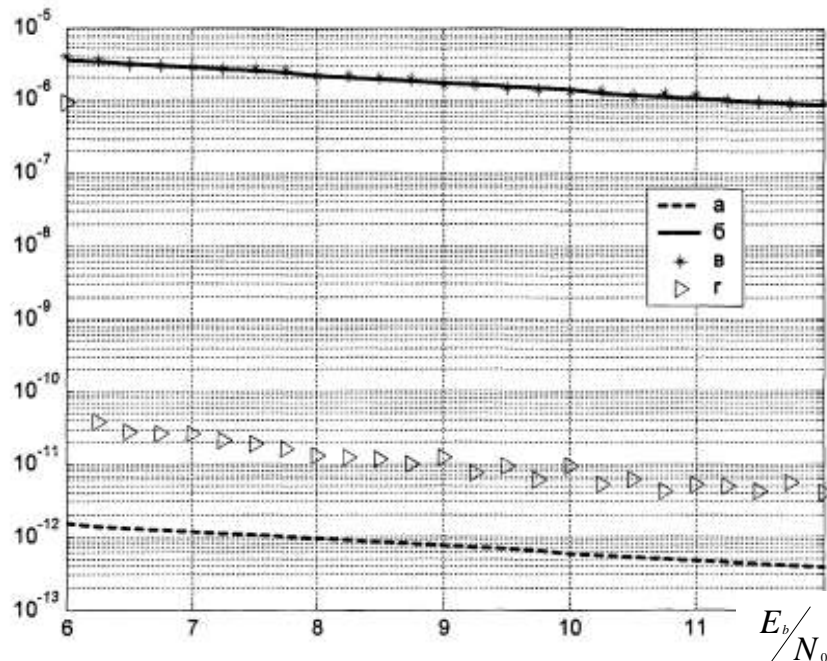


Рис 5.13 Вид модуляції ФМ-8.  $K=2048$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_c^{2*} T^2$ ; б -  $\sigma_v^{2*} T^2$

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ ; г -  $\bar{\sigma}_c^{2*} T^2$

Підводячи підсумки проведеним в даному розділі дослідженням ефективності оцінок, що забезпечуються запропонованим двохетапним алгоритмом оцінки несучої частоти ФМ сигналу в каналі з адитивним гаусівським шумом можна зробити наступні висновки:

1. У всіх розглянутих випадках дисперсія оцінки першого етапу практично співпадає з відповідною МГД, що свідчить про адекватність розроблених моделей;

2. Запропонований двох етапний алгоритм оцінки в розглянутому діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації забезпечує дисперсію оцінки несучої частоти ФМ сигналу, що достатньо близькі до нижнього

кордону Крамер-Рао.

Для ФМ-2 и ФМ-4 при співвідношенні  $E_b/N_0 = 3$  дБ значення  $\bar{\sigma}_C^2 T^2$  не більш чим в два рази більше нормованого кордону  $\sigma_v^2 T^2$  для  $K = 256$  та  $K = 512$  відповідно.

Для ФМ-8 і  $K = 2048$   $\bar{\sigma}_C^2 T^2$  програє біля порядку нижнього кордону Крамер-Рао при відношення  $E_b/N_0 = 7$  дБ

3. Слід особливо підкреслити ефективність запропонованої процедури для ФМ-2 і ФМ-4, що має велике значення, так як саме ці види модуляції, як правило, широко застосовуються в супутникових каналах.

4. Результат моделювання показує, що при реалізації запропонованого двухетапного алгоритму оцінки несучої частоти ФМ сигналу повинні бути вибраними наступні параметри:

- вид модуляції ФМ-2: інтервал спостереження 256 інформаційних символів (ШПФ 2048 крапок);
- вид модуляції ФМ-4: інтервал спостереження 512 інформаційних символів (ШПФ 4096 крапок);
- вид модуляції ФМ-8: інтервал спостереження 2048 інформаційних символів (ШПФ 16384 крапок).

## **5.2 Аналіз впливу сусідніх каналів на процес оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу**

Супутникові системи зв'язку, які використовують фазову модуляцію сигналу, що призначений для передачі корисної інформації в безперервному режимі, при застосуванні за призначенням стикаються з проблемою частотної невизначеності сигналу. Для демодуляторів супутникових модемів таких систем, що працюють з безперервним вхідним сигналом, найбільш значущою

є проблема синхронізації по частоті несучого коливання в умовах частотної невизначеності сигналу. Вказане завдання синхронізації фактично зводиться до оцінки істинних параметрів сигналу, а саме оцінки несучої частоти.

Складність завдання оцінки несучої частоти в супутниковому каналі усугубляється наявністю додаткових заважаючих дій «сусідніх каналів» – сигналів з тим же самим типом модуляції і тією ж швидкістю передачі інформації [2,8?25].

Достатньо ефективні результати оцінки несучої частоти можна отримати, застосувавши двох етапний алгоритм оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу супутникової системи зв'язку при передачі даних в безперервному режимі з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу. Досягнення мінімального інтервалу спостереження в поданому алгоритмі оцінки несучої частоти забезпечується використання функції швидкого перетворення Фур'є [35,183,184].

На практиці сигнал «сусіднього каналу» може перевищувати рівень сигналу в основному каналі на 7 дБ, відмінність по частоті «сусіднього каналу» від основного складає величину, що дорівнює  $1/4T$  [2,8]. Поданий в роботі [8] алгоритм не враховує вплив «сусідніх каналів».

Тобто, ефективна оцінка несучої частоти в супутниковому каналі вимагає врахування впливу сусідніх каналів. Що, в свою чергу, викликає необхідність удосконалення відповідних алгоритмів оцінки.

Вплив «сусідніх каналів» на ефективність оцінки несучої частоти ФМ сигналу оцінимо методом математичного моделювання.

В ході моделювання проводилось генерування відліків комплексної обгортаючої сигналу, що приймається, які подано в наступному вигляді [53,68,188,192]:

$$z_n = \exp\left(j\left(2\pi\nu \frac{n}{F_d}\right)\right) \sum_k d_k h\left(\frac{n}{F_d} - kT - \tau\right) + 2,24 * (z_n^+ + z_n^-) + w_n \quad (5.7)$$

Де:

$$z_n^+ = \exp\left(j\left(2\pi\left(v + \frac{1.4}{T}\right)\frac{n}{F_d} + \phi^+\right)\right) \sum_k d_k^+ h\left(\frac{n}{F_d} - kT - \tau^+\right)$$

$$z_n^- = \exp\left(j\left(2\pi\left(v - \frac{1.4}{T}\right)\frac{n}{F_d} + \phi^-\right)\right) \sum_k d_k^- h\left(\frac{n}{F_d} - kT - \tau^-\right)$$

Влив «сусідніх каналів» на комплексну огибаючої сигналу враховувався в ході моделювання в виразі (5.7) через величину 2.24. Значення якої означає той факт, що рівні сусідніх каналів перевищують рівень основного каналу на 7 дБ ( $20\lg(2.24)=7$ ) [2].

Як і раніше, припустимо, що величини  $\phi$ ,  $\phi^+$ ,  $\phi^-$  незалежні і рівномірно розподілені в діапазоні  $[0, 2\pi]$ .

Значення  $\tau$ ,  $\tau^+$ ,  $\tau^-$  незалежні, рівномірно розподілені в діапазоні  $[0, T]$  випадкові величини. Данні, що передаються  $d_k$ ,  $d_k^+$  і  $d_k^-$  генерувались від трьох незалежних датчиків випадкових чисел.

В якості прикладу на Рис. 5.14 подано отриманий в ході моделювання фрагмент нормованого амплітудного спектру однієї з реалізацій сигналу, що приймається [192].

На даному Рис.5.14  $i$  по осі абсцис відображає порядковий номер відліку амплітуди спектру, отриманого за допомогою ШПФ довжиною. 2048.

На Рис.5.15 зображено результат обчислення згортки амплітудного спектру сигналу, зображеного на Рис.5.16 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.

Визначений випадок істотним чином відрізняється від поданного в [8] випадку відсутності «сусідніх каналів» (див Рис 5.16).

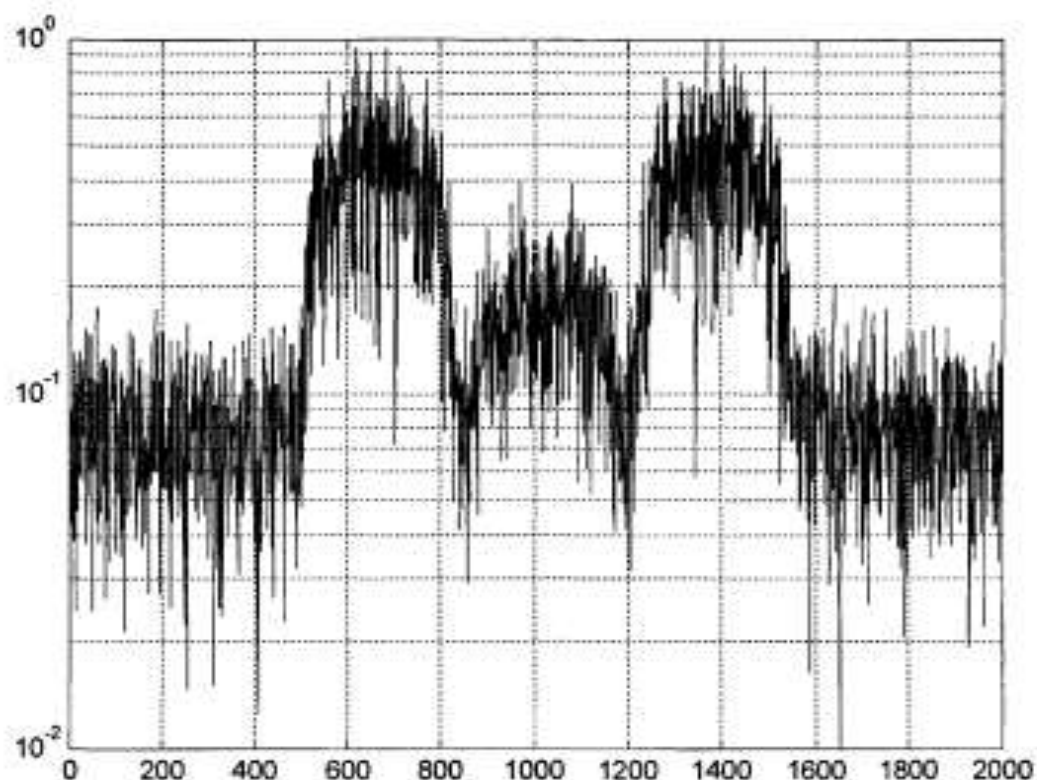


Рис.5.14 Нормований амплітудний спектр сигналу, що приймається.

$$N_f = 2048, \text{ Вид модуляції ФМ-2 } E_b/N_0 = 0 \text{ дБ. } \nu = 0$$

В даному випадку 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.

Але на залежності, поданій на Рис.5.15, присутня точка максимум, в якій перша похідна перетворюється в 0 (навколо  $m = 0$ ).

Фактично в околиці  $m = 0$  ми спостерігаємо точку максимуму деякої функції, що визначає залежність величини згортки  $SW_m$  від номеру спектральної компоненти  $m$ .

Таким чином, завдання зводиться до знаходження значення абсциси розглянутого максимуму.

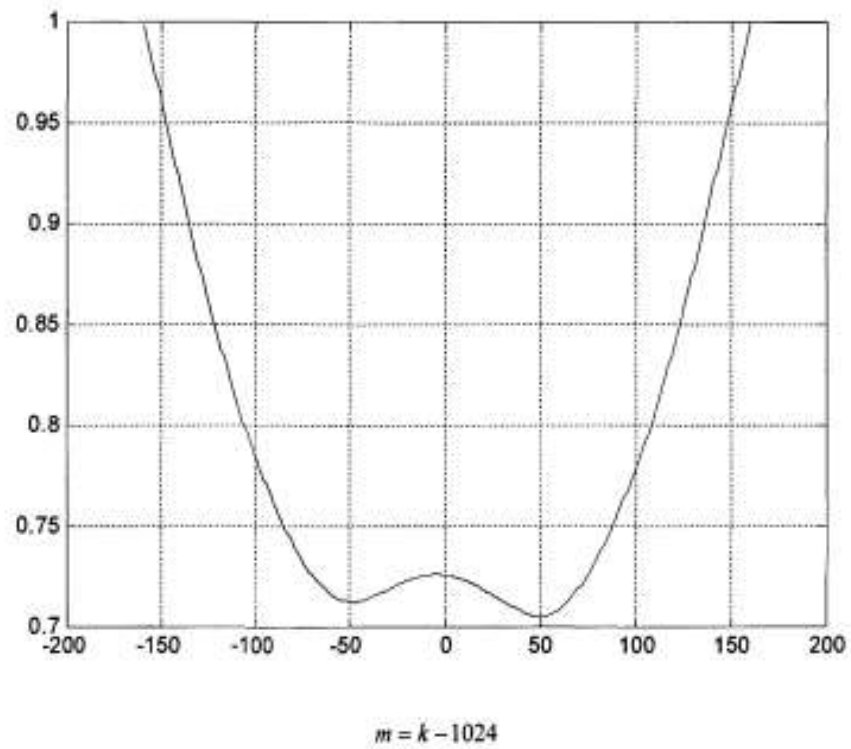


Рис.5.15 Нормована згортка амплітудного спектру сигналу, що приймається з АЧХ УФ

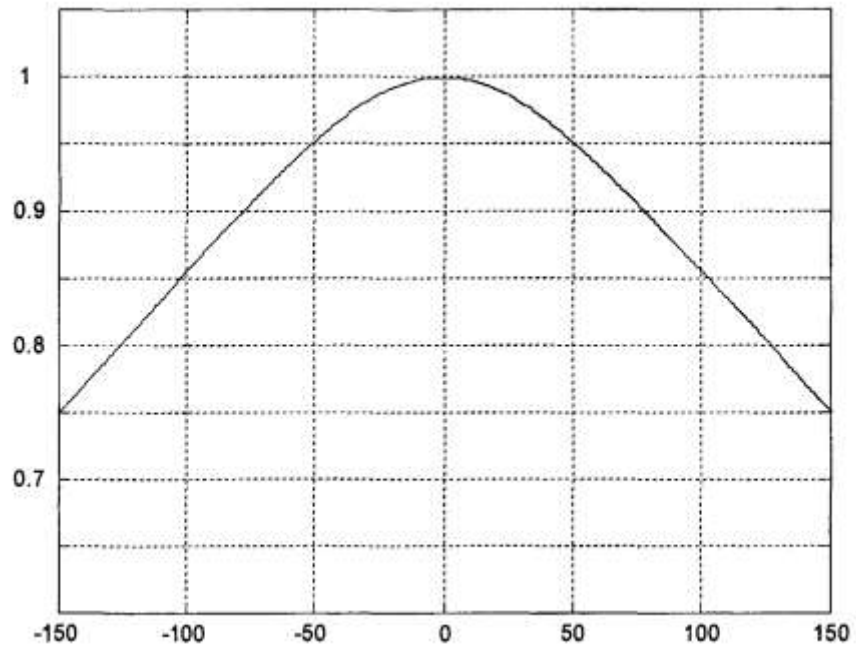


Рис.5.16 Нормована згортка амплітудного спектру сигналу, що приймається з АЧХ УФ

Запропонована процедура оцінки відрізняється від поданої вище тим, що оцінка першого етапу шукається не по абсцисі розглянутого максимуму згортки, а по абсцисі максимуму розглянутої функції, в якій перша похідна перетворюється в 0.

Канонічне рішення задачі знаходження екстремумів функції зводиться до чисельного диференціювання залежності  $SW_m$  як функції від величини  $m$ .

Відомо, що реалізація операції чисельного диференціювання дає значні шумові вкиди. Тому для виконання цієї процедури для згладжування шумових вкидів застосовувалось прорідження. Чисельне диференціювання залежності  $SW_m$  з прорідженням реалізується наступним чином:

$$SW_m^1 = df_0 (SW_{m-m_0} - SW_{m+m_0}) + df_1 \left( SW_{m+\frac{m_0}{2}} - SW_{m-\frac{m_0}{2}} \right)$$

Де

$SW_m^1$  - перша похідна згортки;

$m = -N_{max} + m_0, -N_{max} + 2m_0, \dots, N_{max} - m_0$

$m_0$  - парне позитивне число;

$$N_{max} = \left\lceil \frac{V_{max}}{F_d} N_f \right\rceil$$

$df_0, df_1$  позитивні константи.

В результаті обрахувань першої похідної згортки знаходиться точка  $K_{loc}$ , що визначається як точка зміни знаку похідної від плюса до мінуса.

Так як диференціювання проводилось з прорідженням, значення  $K_{loc}$  безпосередньо не визначало точку екстремуму. Для знаходження останньої потрібно повернутися до залежності  $SW_m$  і знайти відповідну точку локального максимуму згортки  $M_{loc}$  наступним чином:

$$M_{loc} = \arg \left\{ \frac{Max}{m_0(K_{loc}-1)sm_0(K_{loc}=1)} \{SW_m\} \right\}$$

Величина  $M_{loc}$  фактично визначає величину зміщення несучої частоти основного каналу. Відповідно, оцінка переписується в вигляді:

$$\bar{v} = M_{loc} \frac{F_d}{N_f} \quad (5.8)$$

На основі оцінки (5.8), в свою чергу проводиться процедура оцінки, заснована на помноженні фази сигналу, що приймається. В результаті:

$$\bar{v} = \bar{v}_0 + \frac{1}{M_\phi} f_{M_1} \quad (5.9)$$

Необхідно відмітити, що збільшення  $m_0$  приводить до згладжування шумових викидів першої похідної, але з іншого боку веде до погіршення точності оцінки на етапі обрахування  $K_{loc}$ . Експериментально було встановлено, що в розглянутих умовах для реалізації процедури диференціювання слід зупинитися на  $m_0 = 16$ . Для  $m_0 = 16$   $df_0 = \frac{2}{3}$ ,  $df_0 = \frac{1}{12}$ . 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.

В якості ілюстрації результат чисельного диференціювання залежності, поданій на Рис.5.15 для  $m_0 = 16$ , подана на Рис. 5.17 [192].

При обрахуванні похідної  $k$  змінюється від  $-\left[\frac{N_{max}}{m_0}\right]_{-1}$  до  $\left[\frac{N_{max}}{m_0}\right]_{+1}$



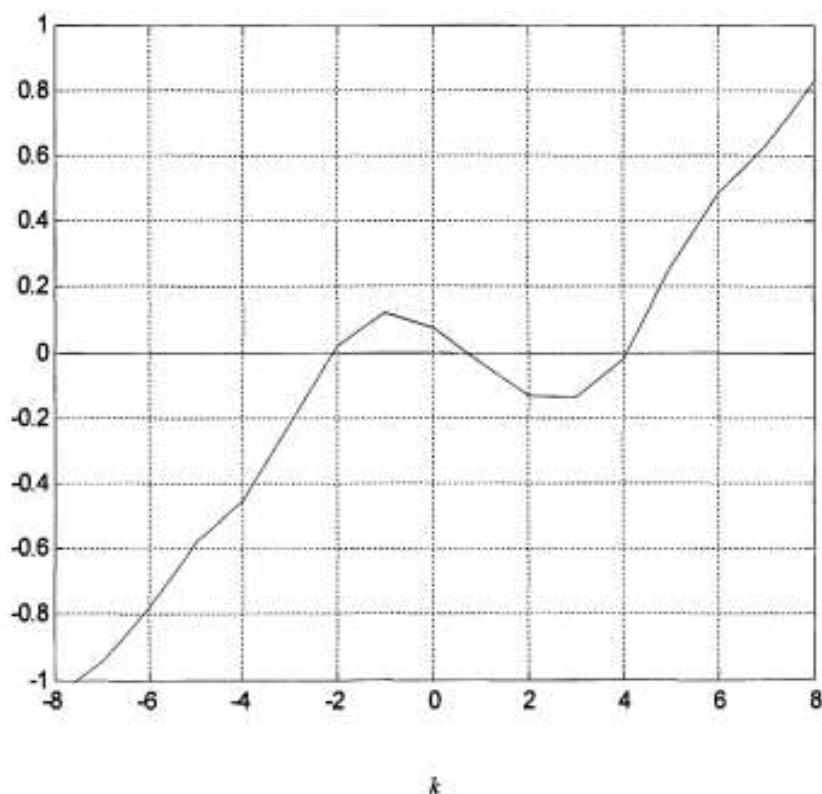


Рис.5.17 Результати обрахування першої похідної згортки

Таким чином, алгоритм оцінки частоти несучого коливання ФМ сигналу полягає в наступному.

1. Обчислюються відліки амплітудного спектру сигналу, що приймається в відповідності з (5.1) і відліки згортки отриманого амплітудного спектру з АЧХ УФ в відповідності з (5.2) [8]:

$$SR_k = \left\{ \begin{array}{l} G_{k+\frac{N_f}{2}}, k = 0, 1, \dots, \frac{N_f}{2} - 1 \\ G_{k+\frac{N_f}{2}}, k = \frac{N_f}{2}, \frac{N_f}{2} + 1, \dots, N_f - 1 \end{array} \right\},$$

$$SW_m = SR_{m+\frac{N_f}{2}} + \sum_{k=1}^{M_1-1} H_k \left[ SR_{m+\frac{N_f}{2}+k} + SR_{m+\frac{N_f}{2}-k} \right];$$

2. Обчислюються відліки похідної згортки і знаходиться первинна оцінка частоти в відповідності з правилом (5.8);

3. На основі отриманої оцінки проводиться процедура оцінки, основана на помноженні фази сигналу, що приймається і обчислюється оцінка несучої частоти сигналу, що приймається в відповідності з виразом (5.9).

Для аналізу ефективності оцінок, що забезпечені запропонованим алгоритмом оцінки, було проведено комп'ютерне моделювання описаної процедури.

Розглянемо результати моделювання для ФМ-2 в випадку присутності двох «сусідніх каналів». Умови моделювання викладені вище.

На Рис.5.18 приведені залежності нормованих дисперсій оцінок  $\bar{\sigma}_C^2 T^2$ ;  $\bar{\sigma}_V^2 T^2$  від співвідношення  $E_b/N_0$  для ФМ-2 і  $K = 256$ . На Рис.5.18 також подані нормовані кордони  $\sigma_V^2 T^2$ ;  $\sigma_C^2 T^2$ .

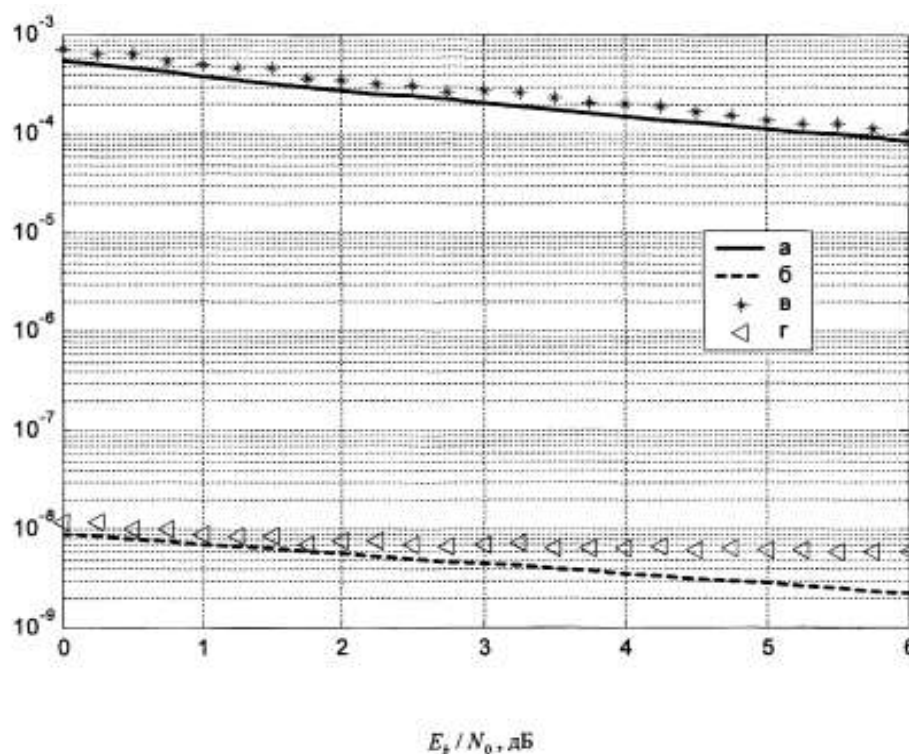


Рис. 5.18 Вид модуляції ФМ-2.  $K=256$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_V^2 T^2$ ; б -  $\sigma_C^2 T^2$ .

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\bar{\sigma}_C^2 T^2$ ; г -  $\bar{\sigma}_V^2 T^2$

Певну цікавість представляє порівняння ефективності оцінок, забезпечених запропонованою в даному підрозділі процедурою оцінки і процедурою оцінки, основаною на обрахуванні глобального максимуму згортки амплітудного спектру сигналу, що приймається з АЧХ УФ.

Для порівняння ефективності отриманих оцінок співпідставимо залежності поданих на Рис. 5.18 і Рис. 5.19.

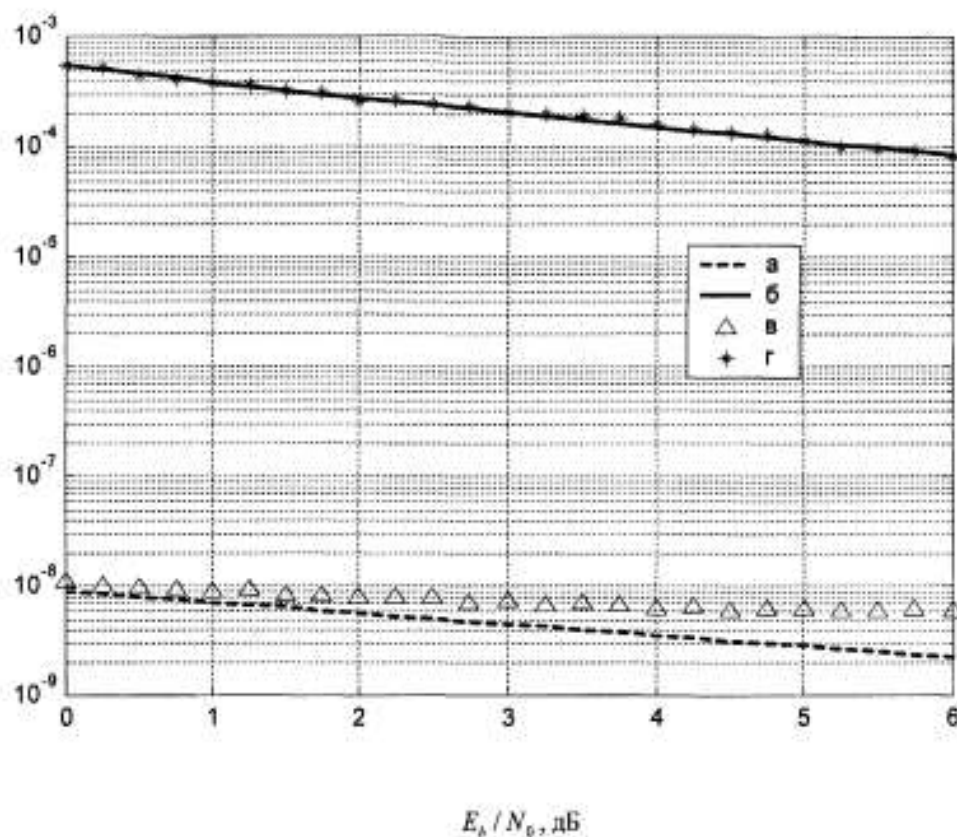


Рис .5.19 Вид модуляції ФМ-2.  $K=256$ .

Нормовані МГД: а -  $\sigma_v^2 * T^2$ ; б -  $\sigma_c^2 * T^2$ .

Нормовані дисперсії оцінок несучої частоти: в -  $\sigma_c^2 * T^2$ ; г -  $\sigma_v^2 * T^2$

Відмітимо, що залежність нормованої дисперсії оцінки  $\sigma_c^2 * T^2$  від відношення  $E_b/N_0$  на Рис.5.18 практично не відрізняється від відповідної залежності, поданій на Рис.5.19.

Таким чином, в підрозділі уточнено алгоритм оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі з урахуванням впливу «сусідніх каналів» передачі інформації.

Вказаний алгоритм дає змогу здійснити оцінку несучої частоти по правилу максимальної правдоподібності з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі з врахуванням впливу «сусідніх каналів» передачі інформації при мінімальному інтервалі спостереження.

Досягнення мінімального інтервалу спостереження в поданому алгоритмі оцінки несучої частоти забезпечується використання функції швидкого перетворення Фур'є та етапами оцінки:

- обчислення відліків амплітудного спектру сигналу, що приймається в і відліку згортки отриманого амплітудного спектру з АЧХ УФ;
- обчислення відліку похідної згортки і знаходження первинної оцінки частоти;
- на основі отриманої оцінки проведення процедури оцінки, основаної на помноженні фази сигналу, що приймається і обчислення оцінки несучої частоти сигналу, що приймається.

Перспективним напрямком подальшого дослідження порушених в роботі питань є адаптація вказаного алгоритму до оцінки несучої частоти в комбінованих систем фазової синхронізації, що мають можливість до підвищення порядку астатизму, при стеженні за несучою частотою (пілот - сигналом), фаза якої модульована детермінованим доплерівським сигналом.

### **5.3 Оцінка несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу**

При аналізі ефективності оцінки несучої частоти, що передається супутниковою телекомунікацією в пакетному режимі будемо виходити з передумови, що відношення  $E_b/N_0$  знаходиться в межах від 0 до 6 дБ а в каналі передачі даних застосовано ФМ-4.

Передумовою оцінки є те, що необхідна величина інтервалу

спостереження знаходиться безпосередньо на основі спів поставлення умови (1.40) і встановленого в п.4.1 значення  $(CRLB(v)T^2)$ .

При  $E_b/N_0 = 0$  дБ для визначення потрібної величини спостереження необхідно виходити з того, що повинна виконуватись умова [32,188]:

$$\frac{3}{4\pi^2 K^2} < 5 \cdot 10^{-6} \quad (5.10)$$

З (5.10) випливає, що при  $E_b/N_0 = 0$  дБ повинна виконуватись нерівність:  $K > 25$ .

В подальшому прийmemo, що при реалізації алгоритму оцінки в пакетному режимі достатньо обмежитись умовою  $K=27$ . При даному значенні інтервалу спостереження проведемо аналіз ефективності оцінки, яка забезпечуються поданою в п. 4.3 методикою оцінки для співвідношення  $E_b/N_0$ , що знаходиться в межах від 0 до 6 дБ включно.

Прийmemo, що максимальне зміщення несучої частоти вхідного сигналу  $\nu_{max} = \frac{1}{2T}$ . З міркувань запобігання ефекту накладення спектрів частот а дискретизації вибиралась наступним чином:  $F_d > 2\nu_{max}$ .

Прийmemo, що частота дискретизації кратна тактовій частоті вхідного сигналу. При цьому:  $F_d T > 2$ .

Звідси вибираємо наступне співвідношення частоти дискретизації  $F_d$  і тактової частоти вхідного сигналу –  $F_d T = 2$ .

Отже, довжина ковзного ШПК  $N_f = 2K$ .

Тобто, оцінку ефективності запропонованої методики проведемо при довжині ковзного ШПФ, що дорівнює 54.

Для аналізу ефективності оцінки, як і в п.5.1 і 5.2, використовувалось комп'ютерне моделювання процедури оцінки.

В ході моделювання генерувались відліки комплексної огибаючої вхідного сигналу [53,68,188]:

$$z_n = e^{j\left(2\pi v \frac{n}{F_d} + \varphi\right)} + \omega_n$$

Приймалось, що величина  $v$  характеризується рівномірним розподілом в діапазоні  $[-v_{\max}, v_{\max}]$ , де  $v_{\max} = \frac{1}{T}$ . Сигнал генерується з випадковою начальною фазою  $\varphi$ , рівномірно розподіленою в діапазоні  $[-\pi, \pi]$ . В ході моделювання відношення сигнал/шум на біт інформації змінювалось від 0 до 6 дБ включно з кроком 0.25 дБ. При кожному  $E_b/N_0$  алгоритм оцінки реалізовувався  $N_s = 1000$  разів.

В ході моделювання обраховувалась дисперсія оцінки несучої частоти, нормована по відношенню до квадрата частоти передачі інформаційних символів:

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

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;

$i=1,2,\dots,N_s$  - число експериментів.

Як показано в п.5.1, процедура оцінки несучої частоти вхідного сигналу в пакетному режимі, фактично є двохетапною. На першому етапі на основі ковзного ШПФ довжиною 54 крапки обраховується відлік амплітудного спектру вхідного сигналу о здійснюється груба оцінка частоти. На другому

етапі здійснюється процедура дихтомічного пошуку.

Розглянемо реалізацію процедури обрахування відліків ковзного ШПФ.

Здійснювалось обрахування відліків ковзного ШПФ [182,190]:

$$I_k(nT_S) = K_1 \exp\left(-j\pi \frac{k}{27}\right) (z_n - K_2 x_m) + I_k((n-1)T_S) \quad (5.11)$$

і відліки амплітудного спектру:  $|I_k(nT_S)|$  для  $k = 0, 1, 2, \dots, 53$ .

Тут  $x_m$  – комплексні відрахування кільцевого буферу  $x$  довжиною  $m = 0, 1, 2, \dots, 53$ .

Процедура обрахування ковзного ШПФ характеризувалась наступними начальними умовами:

$$x_m = 0, |I_k(0)| = 0. \quad (5.12)$$

Де  $k$  та  $m$  змінювалися від 0 до 53 з кроком 1.

Нехай  $m=0, n=0$ .

Обраховувались відліки ковзного ШПФ для  $n=1$ . Далі починалось заповнення відліків кільцевого буферу  $x_m = z_n$ . Потім індекси  $m$  та  $n$  модифікувалися наступним чином:  $m = m+1$ , якщо  $m < 53$  і  $m = m-53$ , якщо  $m > 53$  а  $n = n+1$ .

В якості ілюстрації проведено аналіз отриманих амплітудних спектрів однієї з реалізацій вхідного сигналу, що отримані в ході моделювання на основі обрахування відліків ковзного ШПФ ( $N_f = 54$ ). Розглянуто амплітудні спектри для  $v = 3/8T$  і співвідношення  $E_b/N_0 = 3$  дБ. Приймалося, що  $k$  – це порядковий номер відліку амплітудного спектру ( $k = 0, 1, 2, \dots, 53$ ), а  $n$  – порядковий номер обрахованого набору відліків.

Встановлено, що при  $n=0$  амплітудний спектр вхідного сигналу відповідає початковій установці (5.12). З ростом  $n$  спостерігається

нарощування спектральної складової з номером  $\hat{m}_f = \left\lfloor \frac{\nu}{F_d} N_f \right\rfloor$ . В нашому випадку  $\hat{m}_f = 10$ . В подальшому, при  $n = 54$  формується шуканий амплітудний спектр і в подальшому, при збільшенні  $n$  рівень спектральної складової з номером  $\hat{m}_f$  стабілізується.

По амплітудному спектру, отриманому для  $n$ , знаходимо  $\hat{m}_f$

$$\hat{m}_f = \arg \max_k \{I_k(N_f T_s)\}$$

і обраховується груба оцінка частоти відповідно (4.35).

На Рис.5.20 подано нормований амплітудний спектр вхідного сигналу, отриманий при  $n = 54$ . При цьому,  $\hat{m}_f = 10$ .

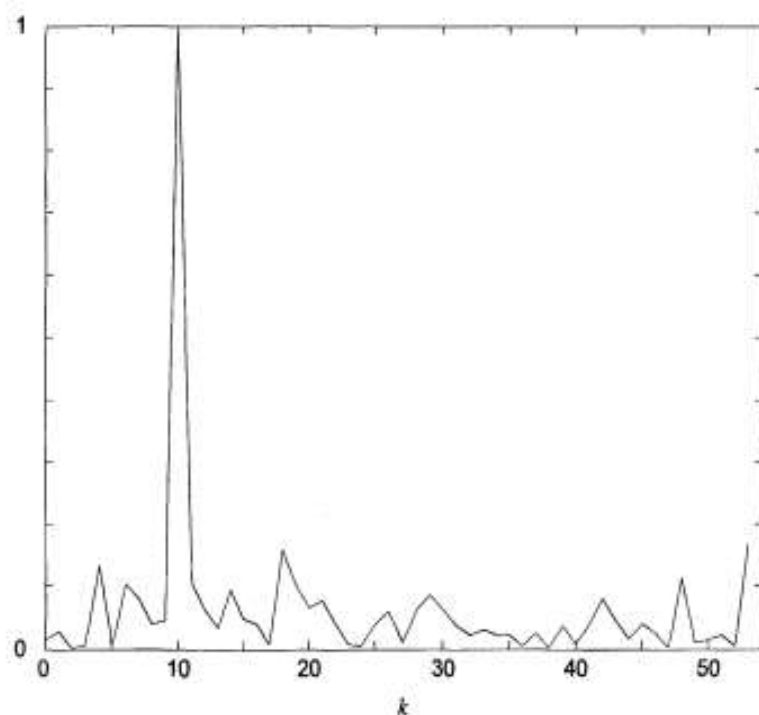


Рис.5.20 Нормований амплітудний спектр вхідного сигналу, отриманий за допомогою ковзного ШПФ довжиною 54 крапки при  $n = 54$

При  $n = 54$  відводи кільцевого буферу  $x$  заповнені відліками



комплексної огибаючої вхідного сигналу –  $x = \{z_1, z_2, \dots, z_{54}\}$ .

Далі запускається процедура дихотомічного пошуку. Для реалізації процедури дихотомічного пошуку величина ітерацій  $M_1$  обраховується на основі виразу (4.38). При заданих умовах  $E_b/N_0 = 3$  дБ та  $M_\phi = 4$  (вид модуляції ФМ–4) потрібна величина ітерацій рівна

$$M_1 = \left\lceil \frac{1}{2} \log_2 \left[ \frac{64 \pi^2 K}{3} \right] \right\rceil$$

Залежність ефективності отриманих оцінок від числа ітерацій при реалізації запропонованої процедури дихотомічного пошуку ілюструють залежності, що подані на рис. 5.21. На рис.5.21 подано залежності  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$  від співвідношення сигнал/шум, отримані в процесі моделювання для різних значень числа ітерацій. Суцільною лінією на рис.5.21 показана відповідна  $K = 27$  нижня границя Крамер-Рао.

На основі аналізу залежності Рис.521 не важко визначити, що для  $K = 27$  маємо  $M_1 = 6$ .

Результати моделювання показали, що при  $M_1 = 6$ . дисперсія оцінки практично не залежить від співвідношення  $E_b/N_0$ . Необхідно відмітити, що дисперсія не задовольняє визначені вимоги (1.40) по всьому розглянутому діапазону співвідношення  $E_b/N_0$ . З ростом  $M_1$  дисперсія оцінки наближається до нижньої границі Крамер-Рао. При  $M_1 = 4$  отримана дисперсія не більш чим в три рази поступається границі. При  $M_1 = 6$  отримано дисперсія оцінки  $\bar{\sigma}_v^{2*} T^2$ , як показано на рис.3.30, співпадає з нижньою границею Крамер-Рао і задовольняє умові (1.40) по всьому розглянутому діапазону  $E_b/N_0$ .

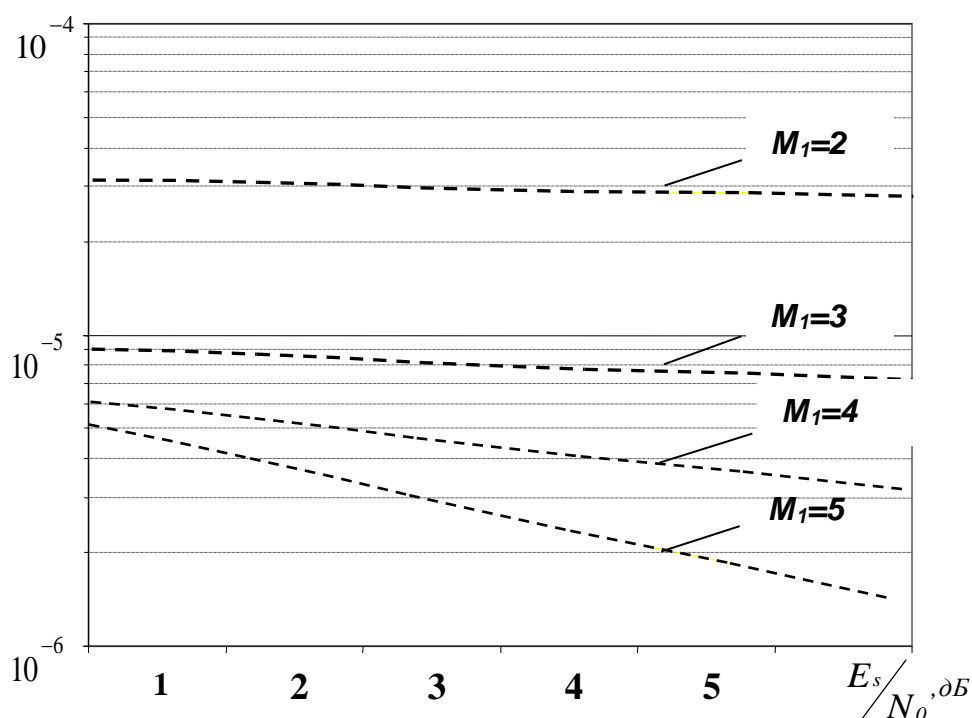


Рис.5.21 Залежність  $\overline{\sigma_v^{2*} T^2}$  від  $E_s/N_0$

для різних значення числа ітерацій  $M$

Відмітимо, що при обрахуванні  $k$  – тої компоненти ковзного ШПФ приймають участь компоненти з номерами, відмінними від  $k$ . Тобто, для обрахування спектральних компонентів сигналу в смузі  $[-\nu_{\max}, \nu_{\max}]$  на відмінність від стандартної процедури обрахування ШПФ, не потрібно обраховувати всі компоненти Фур'є. Достатньо обрахувати ті компоненти, які попадають в заданий діапазон  $[-\nu_{\max}, \nu_{\max}]$ . Звідси, необхідна кількість точок перетворення складе  $2N_b$ , де

$$N_b = \left\lceil \frac{\nu_{\max}}{F_d} N_f \right\rceil$$

Тобто, необхідно обрахувати компоненти ШПФ  $|I_k(nT_s)|$  з відповідними номерами:  $k = 0, \dots, N_b - 1, N_f - 2 - N_b, \dots, N_f - 1$

В розглянутому випадку, наприклад, для  $N_f = 54$  і  $v_{max} = \frac{1}{2T}$  при реалізації запропонованого алгоритму оцінки достатньо обрахувати 28 компонентів ковшного ШПФ. Це суттєвим чином спрощує апаратну реалізацію запропонованої процедури оцінки.

#### **5.4 Апробація розроблених моделей та методів за допомогою апаратної реалізації**

##### **5.4.1 Апробація методу побудови схеми системи фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації**

Для апробації розробленого методу побудови схеми системи синхронізації когерентного демодулятора було створено дослідний зразок когерентного демодулятора. При проектуванні і виготовленні дослідного зразка фазового демодулятора була використана програмована логічна інтегральна схема *Cyclon IVE* з застосуванням мови опису апаратури *SystemVerilog*.

Випробування дослідного зразку показало наступне:

Застосування в алгоритмі роботи дослідного зразку фазового демодулятора запропонованого методу синтезу комбінованої системи синхронізації збільшує швидкодію роботи системи до 1,6 разів при простому розімкнутому зв'язку та до 2,5 разів при складному розімкнутому зв'язку в порівнянні з швидкодією аналогічних прототипів демодуляторів, розроблених з використанням систем синхронізації замкнутого типу.

Запропонований метод дозволяє варіювання параметрів ланки розімкнутого зв'язку до 80% зменшити значення дисперсії фазової помилки в хорді оцінки несучої частоти та забезпечити до 90% зменшення впливу зовнішніх збурень, обмежень по координатах вхідного та параметрів схеми на дисперсію фазової помилки запропонованої комбінованої системи синхронізації в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу

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 до 3 разів. При цьому, варіюванням параметру ланки розімкнутого зв'язку можна забезпечити зменшення на 18-25%, початкового значення перехідної помилки.

#### **5.4.2. Апробація методів оцінки несучої частоти вхідного сигналу системою фазової синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації**

Реалізація запропонованих процедур оцінки несучої частоти ФМ сигналу вимагає обрахування ШПФ значної довжини (до 16384 точки для ФМ-8). В даний час існує достатньо широко вибір пристроїв, що можуть бути використані для вказаної апаратної реалізації. Це можуть бути як елементи програмуємої логіки, так і різні процесори.

Необхідно відмітити, що для обрахування ШПФ значної довжини доцільно використовувати пристрої, що призначені для операцій з 32-х розрядною плаваючою точкою. В якості одного з таких процесорів в роботі обрано сигнальний процесор з плаваючою та фіксованою комою *TMS320C6657CZHA25* виробництва компанії *Texas Instruments Incorporated*.

Пристрій *TMS320C6657CZHA25* – це сучасний сигнальний процесор з плаваючою точкою, який характеризується значними обпилювальними ресурсами. Максимальна тактова частота процесора 150 МГц. Командний цикл процесора складає два інтервала тактової частоти. Тобто 13.3 наносекунди. Процесор має розвинену систему команд і адресацій та можливість роз паралельних обчислень та характеризується великою внутрішньою пам'яттю.

Для створення та налаштування програмного забезпечення вказаного сигнального процесора застосовувались персональний комп'ютер та інтегроване середовище компіляції та налаштування *Code Composer Studio v5* компанії-виробника *Texas Instruments Incorporated*.

Code Composer Studio v5 – інтегроване середовище розробки для створення коду для DSP та/або ARM процесорів сімейства TMS320[180], та інших процесорів, таких як MSP430, що випускаються компанією Texas Instruments. *Code Composer Studio* включає операційну систему реального часу DSP/BIOS. Також, до складу продукту входять симулятори та підтримка JTAG-орієнтованого налагоджувальника.

Вказана система сумісно з JTAG-налагоджувальником дозволяє проводити розробку і налагоджування програмного забезпечення сигнальних процесорів. Система має розгалужений графічний інтерфейс, який дозволяє відслідковувати зміни вхідних сигналів і результати обчислень в реальному часі.

Вимірювання, проведені за допомогою вищеподаного апаратного комплексу показали наступне:

Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=256$  та  $K=512$  інтервалів та відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки від  $2 \times 10^{-4}$  до  $2 \times 10^{-5}$ . Що, 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.

Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=27$  інтервалів, числі ітерацій процедури дихотомічного пошуку  $M=4-6$ , в діапазоні відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки від  $5 \times 10^{-6}$  до  $1 \times 10^{-6}$ . Отримані значення 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.

## 5.5 Висновки до п'ятого розділу

1. Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти когерентним демодулятором в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=256$  та  $K=512$  інтервалів та відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки, які, 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.

2. Уточнено алгоритм оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі з урахуванням впливу «сусідніх каналів» передачі інформації. Вказаний алгоритм дає змогу здійснити оцінку несучої частоти по правилу максимальної правдоподібності з врахуванням умови невизначеності всіх параметрів сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в безперервному режимі з урахуванням впливу «сусідніх каналів» передачі інформації при мінімальному інтервалі спостереження.

3. Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти когерентним демодулятором в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=27$  інтервалів, числі ітерацій процедури дихотомічного пошуку  $M=4 - 6$ , в діапазоні відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки, які 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.

## 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 двом і більше суперечливим показникам.

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, в відмінності 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 програмуємої логіки і сигнальних процесорах, які совокупності 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.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Станції супутникової системи зв'язку земні. Класифікація. Основні параметри та методи вимірювання. (ETSI EN 301 443 V 1.2.1:2001, NEQ): ДСТУ 4162:2003 – [Чинний від 2004-07-01]. – К.: Держспоживстандарт України 2004. – 20 с. – (Національний стандарт України).
2. Горбатий І.В. Системи дистанційного зондування Землі з космосу: монографія / І.В. Горбатий. – Львів : СПОЛОМ, 2011. – 612 с.
3. Крылов А.М. Спутниковые системы связи и вещания. Состояние и перспективы развития. // Крылов А.М. – М.: 2014. 182 с.
4. Военные системы космической связи / Алфеев В.Ю., Артюшин В.В., Григорьев В.А. и др.; под. ред.. Е.Н. Косякова. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2003. – 288 с.
5. Телекомунікаційні системи та мережі. Структура й основні функції. Том 1. / Поповський В.В., Лемешко О.В., Ковальчук В.К., Плотніков М.Д., Картушин Ю.П. та інші. [Електронний ресурс]. – Х.: ХНУРЕ. 2018. Режим доступу – <http://www.znanius.com/3534.html>
6. Горностаев Ю.М. Перспективные системы спутниковой связи / Ю. М. Горностаев, В. В. Соколов, Л. М. Невдяев. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 132 с.
7. Сомов А.М., Корнев С.Ф. Спутниковые системы связи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А. М. Сомова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2012. – 244 с.
8. Банкет В.Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев – М.: Радио и связь, 1988.
9. Савочкин А.А. Спутниковые системы связи: Учебное пособие / А.А. Савочкин – Севастополь: СевНТУ, 2012. – 113 с.
10. Сучасні телекомунікації: Мережі, технології, безпека, економіка, регулювання.- Видання друге (доповнене). - /За загальною ред. Довгого С. О. - К.: "Азимут-Україна". - 2013. -608 с. (монографія).
11. Білий О. А., Шолудько В. Г., Малих В.В., Гай Ю.І., Перспективи розвитку системи супутникового зв'язку ЗСУ. Збірник наукових праць ВІПІ

№ 2 – 2018 . С. 6–15.

12. Брусин Е. А. Оценка несущей частоты ФМ сигналов в демодуляторах спутниковых систем связи / Е. А. Брусин // Электросвязь. – 2007. –№5. –С. 12–13.

13. 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

14. Довгополий А. С. Удосконалення систем супутникової навігації озброєння та військової техніки в умовах впливу навмисних перешкод / А. С. Довгополий, С. О. Понамаренко, В. В. Твердохлібов, О. О. Білобородов // *Озброєння та військова техніка*. –2018. –№1(17). –С. 67–71.

15. А.М. Rabiei, Frequency offset invariant multiple symbol differential detection of MPSK. // А.М. Rabiei, N.C. Beaulieu // *IEEE Trans. Commun.* –2011. –№59(3). –С.652–657.

16. А.А. Nasir Particle filters for joint timing and carrier estimation: Improved resampling guidelines and weighted bayesian cramer–rao bounds / А.А. Nasir, S Durrani, R.A. Kennedy // *IEEE Trans. Commun.* –2012. –№60(5). – С.1407–1419.

17. Кукк К.И. Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее / Кукк К.И. –Москва: Горячая линия, 2015. –262 с.

18. J. Bhatti Low–complexity frequency offset and phase noise estimation for burst–mode digital transmission in Proc. / J. Bhatti, N. Noels, and M. Moeneclaey // *IEEE PIMRC*. –Toronto. – 11-14 September 2011. –С.1662–1669.

19. Булгаков О.М., Голубинский А.Н. Оценка частоты основного тона речевого сигнала методом максимального правдоподобия при известном распределении амплитуд и начальных фаз гармоник сложного несущего колебания / О.М. Булгаков, А.Н. Голубинский // *Вестник ВИ МВД России*. – 2010. –№ 2. –С. 154-162.

20. Ху Й.Х., Фань Б.Ч. Ошибка оценивания частоты методом гармонического разложения Писаренко // *ТИИЭР*.- 1988.-Т.76.- №1.- С.91.

21. Лучинин А. С. Алгоритм оценки и восстановления частоты и фазы

несущего колебания в цифровой связи / А. С. Лучинин, М. П. Трухин // Компьютерный анализ изображений: Интеллектуальные решения в промышленных сетях (САИ-2016). Сборник научных трудов по материалам I Международной конференции. – Екатеринбург. –5–6 мая 2016 г. –С. 126–127.

22. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації /Ю.М. Бойко Ю.М., Н.М. Своринь // Вісник Хмельницького національного університету. –2011. –№1. –С. 103-110.

23. Нагорнюк О. А. Покращення точності оцінювання несучої та символної частоти сигналів з цифровою модуляцією / О. А. Нагорнюк // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: Зб. наук. праць ЖВІ НАУ. –2013. –Вип. 8. – С. 62–70.

24. Павленко М.П. Реалізація декодера Вітербі на FPGA для систем супутникового зв'язку / Павленко М.П., Бичков В.Є., Правда В.І. // Вісник Національного технічного університету України "КПІ". 75 Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. –2012. –№49. –С. 71–75.

25. INTELSAT. INTELSAT EARTH STANDARDS (ISS) Performance characteristics for broadband VSAT (BVSAT) digital carriers // Document IESS–313 (Rev.A) APPROVAL DATE: 08 August 2000. –2000.

26. Lee L.N. Digital processor-based programmable BPSK(QPSK) offset-QPSK modems / Lee L.N., Shenoy A., Eng M.K. // Comsat Technical Review. –1989. –№ 2 (vol. 19). –P. 57-64

27. Макаренко С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Iridium. / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. –2018. –№4. –С. 1–34.

28. 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

29. 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.

30. Шестаков А. Л. Оценка несущей частоты случайной последовательности импульсов методом Прони / А. Л. Шестаков, А. С. Семенов, О. Л. Ибряева. // Вестник ЮУрГУ. –2009. –№37(170). –С.106-115.

31. Miguel Angel Platas-Garza Dynamic Harmonic Analysis Through Taylor–Fourier Transform / Miguel Angel Platas-Garza, José Antonio de la O Serna // Instrumentation and Measurement IEEE Transactions. – 2011. – Vol. 60, № 3, – Pp. 804-813

32. M. A. Platas-Garza and J. A. de la O Serna, "Polynomial Implementation of the Taylor–Fourier Transform for Harmonic Analysis," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 12, pp. 2846-2854, Dec. 2014, doi: 10.1109/TIM.2014.2324191.

33. W. Aziz Performance Analysis of Carrier Frequency Offset (CFO) in OFDM using MATLAB / W. Aziz, E. Ahmed, G. Abbas, S. Saleem, Q. Islam. // Journal of Engineering (JOE). – 2012. – Vol. 1, № 1. – P. 5–10.

34. P. Kootsookos Fast, Accurate Frequency Estimators / E. Jacobsen, P. Kootsookos // IEEE Signal Processing Magazine. –2007. – Vol. 24, № 3. – P. 123-125.

35. D'Amico A., Mengali U., Taronello L. Cramer-Rao Bound for Clock Drift in UWB Ranging Systems / A. D'Amico, U. Mengali, L. Taronello // IEEE Wireless Communication Letters. – 2013, – №2(6). – P.591-594

36. 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.

37. Шахтарин Б.И. Анализ систем синхронизации при наличии помех. 2-е изд., перераб. и доп. Москва: Горячая линия – Телеком, 2016. 360 с.

38. Паршуткин А. В., Маслаков, П. А. Исследование помехоустойчивости современных стандартов спутниковой связи к воздействию нестационарных помех. Труды СПИИРАН. 2017. 4(53). С 159-177.

39. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты /

В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972.

40. Зайцев, Г.Ф. Комбинированные следящие системы / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. – К. : Техника, 1978. – 268 с.

41. Линдсей, В.У. Системы синхронизации в связи и управлении : пер. с англ. / В.У. Линдсей. – М. : Сов. радио, 1978. – 600 с

42. Стеклов, В.К. Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями / В.К. Стеклов, С.Н. Скляренко, Б.Я. Костик. – К. : Техніка, 2003. – 324 с.

43. Стеклов, В.К. Комбинированные системы фазовой автоподстройки : моногр. / В.К. Стеклов, А.А. Руденко, А.К. Юдин. – К. : Техніка, 2004. – 327 с.

44. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Градобоева Н.В. Система фазовой автоподстройки частоты с принципом управления по отклонению // Зв'язок. – 2010. – № 2 – С. 49–54.

45. Кучер Д.Б., Макогон В.П. Відновлення несучої при когерентній демодуляції сигналу з безперервною фазою засобів зв'язку. Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2013. № 2(11). С 148-149.

46. Кистанова В. А., Оганов В. И. Алгоритм цифровой демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов с управлением по фазе // Радиопромышленность. 2018. Т. 28, № 4. С. 15–20. DOI: 10.21778/2413-9599-2018-28-4-15-20

47. Best R. Costas Loops. Theory, Design, and Simulation. Springer International Publishing, Oberwil, Switzerland, 2018.

48. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. –М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

49. Шелухин О. И., Цифровая обработка и передачи речи / О. И. Шелухин, Лукьянцев Н. Ф. – Москва: Радио и связь, 2000. –345 с.

50. Стиффлер Д. Д. Теория синхронной связи. –М.: Связь. – 487 с.

51. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. —М.: Радио и связь, 2000. — 552 с

52. Садченко А. В. Быстродействующий алгоритм восстановления несущей частоты и фазовой синхронизации в модемах с QPSK модуляцией /

А. В. Садченко, О. А. Кушниренко, Е. К. Кошелев, В. И. Бондар // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. –2018. –№1. –С.28-36.

53. Lyons R.G. *Understanding Digital Signal Processing*. Boston: Prentice Hall, 2010. 992 p.

54. Бойко Ю. М. Оцінювання якісних показників пристроїв синхронізації сигналів засобів телекомунікацій. *Вісник Хмельницького національного університету*. 2015. № 1. С. 204–213.

55. Бойко Ю. М. Аналіз схемотехнічних рішень в пристроях фазової синхронізації приймачів захищених телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. - 2014. - № 4. - С. 21-30.

56. F. M. Gardner (1990). *Frequency Detectors for Digital Demodulators via Maximum Likelihood Derivation, Final Report: Part II: ESTEC Contract No. 8022/88/NL/DG, Gardner Research Company*. 12. I. R. Parhomey, J. M. Voiko, O. I. Erotenk

57. Тихомиров А.В. Синхронизация в системах с прямым расширением спектра. А.В.Тихомиров, Е.В. Омелянчук, А.Ю. Семенова. *Инженерный вестник Дона*. 2019. №9. С.31-35.

58. Scheers B., Le Nir V. A Modified Direct-Sequence Spread Spectrum Modulation Scheme for Burst Transmissions . *Military Communications and Information Systems Conference (MCC'2010)*. Wroclaw, Poland, September 27–28, 2010. P.366–3673.

59. Voiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation. *23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”* September 9–13, 2013, Sevastopol.

60. Єрмоєнко О.І. Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах / О.І. Єрмоєнко, Ю.М. Бойко // *Матеріали XIII міжнародної науково-практичної конференції «ВОТТІ-13-2014»*. – Одеса : Одес. нац. акад. зв'язку ім. Попова 6-12 червня, 2014. – С. 194–196.

61. Немировский, М. С. Цифровая передача информации в



радиосвязи [Текст] / М.С. Немировский. – М. : Связь, 1980. – 255 с.

62. Орлова Н. П. Анализ устойчивости системы ФАП методом D-разбиения. Праці УНДІРТ. Мережі та системи зв'язку. 1 (17) 1999 р. С.36-28

63. Радиоприемные устройства : учебник для вузов / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин [и др.] ; под ред. Н. Н. Фомина. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007.

64. Haiyun Tang, K. Y. Lau and R. W. Brodersen, "Synchronization schemes for packet OFDM system," *IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC '03.*, 2003, pp. 3346-3350 vol.5, doi: 10.1109/ICC.2003.1204075.

65. Бойко Ю.М. Поліщук А.С. Проблеми синхронізації автоколивальних систем під зовнішнім періодичним впливом. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2010. №2. С. 156 - 162.

66. Банкет В.Л., Мельник А.М. Системы восстановления несущей при когерентном приеме сигнала. Зарубежная радиоэлектроника. 1983. №12. С.28-49.

67. Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад [Текст] : [монографія] / Бойко Ю. М. [та ін.]. - Хмельницький : ХНУ, 2019. - 218 с.

68. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание.:Пер. с английского. Москва:Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.

69. Канатчиков А.А., Куликов Г.В. Исследование возможностей построения системы тактовой синхронизации на базе автокорреляционного демодулятора для приема сигналов с минимальной частотной манипуляцией, Научный вестник МГТУ ГА. Серия Радиофизика и радиотехника. 2010. № 152. С.11-15.

70. Voiko J. M., Eromenko A. I. Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of satellite telecommunication data transmission systems. Bulletin of National Technical University of Ukraine "Kyiv

Polytechnic Institute" Series — Radiotechnique. Radioapparatus building. 2014. Ed. 58. 55–66 p.

71. Juliy Mikolayovych Boiko, Alexander Ivanovych Eromenko. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. Scientific Journal «Communications». Science Publishing Group, USA. Vol. 2, No. 1, 2014, pp. 7–14. doi: 10.11648/j.com.20140201.12.

72. Коханов А. Б. Технология синхронного детектирования сигналов. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2007. Т. 50, № 11. С. 14 - 25.

73. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів : [навч. посібник] / О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.

74. Scheers B., Le Nir V. A Modified Direct-Sequence Spread Spectrum Modulation Scheme for Burst Transmissions . Military Communications and Information Systems Conference (MCC'2010). Wroclaw, Poland, September 27–28, 2010. P.366–3673.

75. А. В. Глухов Оптимизация параметров цифровых фильтров высокоскоростного модулятора для PLC-модем. Вестник Тамбовского государственного технического университета. 2013. Том 19, № 4. С.751-756.

76. J. Boiko, O. Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures. TCSET'2014 IEEE February 25 – March 1, 2014, Lviv – Slavske.

77. J. Boiko, O. Eromenko. Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels. 20th International IEEE Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications, Poland, Gdansk, June 16–18, 2014.

78. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : [навч. посібник] / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 245 с.

79. Бойко Ю. М. Синтез і аналіз інформаційно-управляючих систем синхронізації засобів телекомунікацій / Ю. М. Бойко // Адаптивні системи автоматичного управління. - 2017. - № 1. - С. 8-28.

80. Синтез квазиоптимальных цифровых систем фазовой

автоподстройки частоты при аддитивных помехах / Шэнь Кай, Шахтарин Б. И., Неусыпин К. А., Самохвалов А. А. // Радиотехника и электроника. - 2017. - Т. 62, № 8. - С. 767-773.

81. Шахтарин Б. И., Асланов Т. Г. Среднее время до срыва слежения в непрерывной и дискретной фазовой автоподстройке / Шахтарин Б. И., Асланов Т. Г. // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. - 2014. - № 1. - С. 70-75.

82. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. Учебное пособие. – М.: Экл-Трендз, 2005.–392 с.

83. 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.

84. Андреев А. И., Брода Г. А. Структурный синтез систем фазовой автоподстройки частоты из условия повышения порядка астатизма/ А. И. Андреев, Г. А. Брода Науковий збірник Одеської національної академії зв'язку ім. О. С. Попова. Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Випуск 2/2011 (14). С.172-175

85. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Брицкий О.И. Теория автоматического управления. – К.: Техніка, 2002. – 688 с.

86. Земляной О. В. Передача информации на основе манипуляции спектром широкополосного хаотического сигнала. Радиопизика и электроника. 2015. Т. 6(20). № 3. С. 72-78.

87. R. Imad and S. Houcke, "Blind frame synchronization and phase offset estimation for coded systems," *2008 IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2008, pp. 11-15, doi: 10.1109/SPAWC.2008.4641560.

88. Системы фазовой синхронизации / Акимов В.Н., Белюстина Л.Н., Белых В.Н., и др. ; под ред. В.В. Шахгильдяна, Л.Н. Белюстиной. – М. : Радио и связь, 1982. – 288 с.

89. Жодзишский М.И., Прасолов В.А, Сила-Новицкий С.Ю, и др. Цифровые системы фазовой синхронизации. М., 1980.

90. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А., Карякин В.Л. и др. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. М., 1989.

91. 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.

92. 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

93. Шахтарин Б. И. Динамические характеристики фазовой автоподстройки при наличии гармонической помехи / Шахтарин Б. И. // Радиотехника и электроника. - 2012. - Т. 57, № 6. - С. 649-655.

94. 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

95. О.Л. Туровський, К. К. Еліссаві, «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.

96. O. Turovsky, V. Kozlovskiy et 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

97. O. Turovsky, Y. Khlaponin, M. H. Mohamed et 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)

98. B. B. Purkayastha and K. K. Sarma, A Digital Phase Locked Loop based Signal and Symbol Recovery System for Wireless Channel, New Delhi:Springer, pp. 5-18, 2015

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

100. 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.

101. O. 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.

102. O. Turovsky, V. Kozlovskiy, 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

103. 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

104. Щербина, К.А. Анализ динамической точности и быстродействия следящего фильтра с принудительной перестройкой синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Системы обработки информации. – 2012. – Вып.9 (107). – С. 69-72.

105. Мисрихаиов М.Ш. Инвариантное управление многомерными системами. Москва: Энерготомиздат, 2003. 236 с.

106. Воронов А.А. Теория автоматического управления. Ч. 1, 2. - М.: Энергия, 1986, 1987.
107. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. — СПб.: Профессия, 2003. 752 с.
108. Беркман Л. Н., Стеклов В. К., Тарасенко И. А. Синтез оператора связи по задающему воздействию в комбинированной системе фазовой автоподстройки на основе  $K(D)$  изображений. Праці УНДІРТ. Мережі та системи зв'язку. 1 (17) 1999 р. С.28-31
109. Розенблюм Г. В., Соломяк М. З., Шубин., М. А. Спектральная теория дифференциальных операторов, Итоги науки и техн. Сер. Современ. пробл. мат.Фундам. направления, 1989, том 64, 5–242
110. Зайцев Г. Ф., Градобоева Н. В., Бурсова Т. В. Компенсация слабозатухающих компонент переходного процесса следящей системы при комплексных корнях характеристического уравнения. Праці УНДІРТ. Мережі та системи зв'язку. 1 (17) 1999 р. С.31-36
111. О.М. Власов, О.Л.Туровський, «Методи та моделі сучасних видів модуляцій з розширеним спектром в програмно-керованих системах», Звя'зок, №4 (146), С.3–11, 2020. DOI: 10.31673/2412-9070.2020.040311
112. U. Mengali and A. N. D'Andrea, Synchronization Techniques for Digital Receivers. –New York, NY, USA: Plenum, 1997. –520 p.
113. M. Luise and R. Reggiannini, "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmission," *IEEE Trans, on Comm.*, Vol. Com-43, 1169-1178, Feb./March/April 1995.
114. M. Luise, M. Marselli and R. Reggiannini, "Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1182-1188, July 2002, doi: 10.1109/TCOMM.2002.800819..
115. T. Pollet and M. Moeneclaey, "Synchronizability of OFDM signals," *Proceedings of GLOBECOM '95*, 1995, pp. 2054-2058 vol.3, doi: 10.1109/GLOCOM.1995.502767.
116. H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel *Digital communication receivers, volume 2: synchronization, channel estimation and signal processing.*

Toronto, Canada: Wiley, 1997. 864 p.

117. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь. 2000. -800 с
118. F. Giannetti, M. Luise and R. Reggiannini, "Simple carrier frequency rate-of-change estimators," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 9, pp. 1310-1314, Sept. 1999, doi: 10.1109/26.789666.
119. A. N. D'Andrea and U. Mengali, "Design of quadricorrelators for automatic frequency control systems," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, no. 6, pp. 988-997, June 1993, doi: 10.1109/26.231920.
120. A. N. D'Andrea, A. Ginesi and U. Mengali, "Frequency detectors for CPM signals," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1828-1837, Feb./March/April 1995, doi: 10.1109/26.380234.
121. М. В. Ронкин, А. А. Калмыков, Е. И. Хрестина Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих. Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, 2015, 1, С.48-52.
122. Цифровые интерполяционные алгоритмы оценки частоты гармонического сигнала. Сравнительный анализ / С. А. Антипов, Д. С. Гнездилов, В. А. Козьмин, В. М. Стопкин // Радиотехника. 2014. № 3. С. 42-46
123. Атаянц Б. А., Паршин В. С. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации // Измерительная техника. 2004. № 6. С. 42-46.
124. Ван Трис. Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 2 т. Т. 1: Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / пер. с англ.; под. ред. В. И. Тихонова. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.
125. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех М.: Сов. радио, 1978. — 296 с.
126. Голяницкий И. А. Математические модели и методы в радиосвязи. под ред. Ю. А. Громакова. – М: Эко-Трендз, 2005. – 440 с.
127. Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях / Л. А. Залманзон– Москва : Наука, 1989. – 496 с.
128. Chinmaya Mishra, J.Lingaiah, G.Kalyan. FPGA Implementation of

FFT based Digital Instantaneous Frequency Measurement (DIFM) technique // International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR). 2016. Vol. 5. Is. 5. P. 1532–1535.

129. Weizhi Zhong Research on carrier frequency offset estimation algorithm based on PN sequence preamble in OFDM system / Weizhi Zhong, Yuping Lu, Xiaoju Yan // Radioelectronics and Communications Systems.– 2013. – Vol. 56. – P. 29–35

130. Боровков, А. А. Математическая статистика / А. А. Боровков. – Санкт-Петербург : Лань, 2010. – 704 с.

131. Леман Э. Теория точечного оценивания / Э.Леман. –Москва : Наука, 1991. – 448 с.

132. Гоголев. И. В. Граница Крамера-Рао оценки доплеровской деформации и задержки сигнала с произвольной шириной спектра / И. В. Гоголев // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2016. – №6 – С.3-6.

133. D'Amico A. Cramer-Rao Bound for Clock Drift in UWB Ranging Systems / A. D'Amico, U. Mengali, L. Taponetto // IEEE Wireless Communication Letters. – 2013, – №2(6). –P.591-594. DOI: 10.1109/WCL.2013.080813.130424.

134. 5. Khalesehoseini S. Generalized CRLB for DA and NDA Synchronization of UWB Signals with Clock Offset / S. Khalesehoseini, J. Nielsen // IEEE International Conference on Communications, 24–28 June 2007, Glasgow, Scotland. – Glasgow, 2007. – Vol 10. –P. 4305-4311. DOI: 10.1109/ICC.2007.710.

135. Kay S., Fast A. Accurate Single Frequency Estimator. IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing. 1989. VOL. 37, No 12. P. 1987-1990.

136. 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

137. R.E. Best, Phase-locked loops: design simulation and applications (professional engineering)., New York:McGraw-Hill Companies Inc., pp. 13-25, 2003



138. O. I. Polikarovskiykh, "Phase whell as the basis for classification of direct frequency synthesizers" in *Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Technical sciences, Khmelnytsky*, vol. 217, no. 5, pp. 133-139, 2014.

139. Стеклов В. К. та ін. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку: Підр. для вищ. навч. закл. – К.: Техніка, 2004. – 576 с.

140. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Стась В.В. Система фазовой автоподстройки частоты с принципом управления по отклонению // *Зв'язок.* – 2010. – № 3. – С. 68–72.

141. М.П. Батура. Кузнецов А.П., Шилин Л.Ю., Кукин Д.П.. Принципы построения математических моделей систем фазовой синхронизации. Доклады БГУИР. 2014. № 2 (80). С.177–185

142. Печенин В.В., Щербина К.А., Мсаллам Е.П., Вонсович М.А. Система фазовой автоподстройки частоты с комбинированным управлением подстраиваемого генератора. *Радиотехника*. 2016. Вып. 187. С.112–124

143. Щербина, К.А. Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // *Системи управління, навігації та зв'язку.* – 2012. – №3(23). – С. 94-98.

144. 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>

145. O. Turovsky, S. 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

146. Сафарьян О. А. Метод оценки частоты генераторов в условиях непрогнозируемого изменения длительности интервала измерений / *Вестник ДГТУ*. 2014. Т. 14, № 4 (79). С.142-149.

147. O. Turovsky, V. Kozlovskiyi, 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).

148. Бондарев А.П. Програмно-апаратна реалізація цифрового пристрою фазового автоматичного підстроювання частоти / А. П. Бондарев, С. І. Алтунін // Тези доповідей VIII Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій» (21–23 вересня 2016 р., м. Запоріжжя). – Запоріжжя : ЗНТУ, 2016. – с. 95-96.

149. Алтунін С. І. Аналіз статичних характеристик програмно реалізованого пристрою ФАПЧ / С.І. Алтунін // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 121-126.

150. Бондарев А.П. Апаратний цифровий пристрій фазового автоматичного підстроювання частоти з програмним керуванням / А. П. Бондарев, С. І. Алтунін // Матеріали V міжнародної науково-практичної конференції «Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах». – 3-5 листопада 2016 р., м. Чернівці – с. 46-47.

151. Бондарев А.П. Дослідження частотної характеристики програмно реалізованого пристрою ФАПЧ / А. П. Бондарев, С. І. Алтунін // Вісник Національного університету «Львівська політехніка», серія Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2017. - № 874. – С. 3-9.

152. Бондарев А.П. Експериментальне вимірювання частотної характеристики програмно реалізованого пристрою ФАПЧ / А. П. Бондарев, С. І. Алтунін // Матеріали міжнародної науково-практичної конференції «Прикладні науково-технічні дослідження». – 5-7 квітня 2017 р., м. Івано-Франківськ. – с. 107.

153. Kozlovskiy, V., Scherbak, L, Martyniuk H., Balanyuk, Y. Boiko, Y. Applying an adaptive method of the orthogonal laguerre filtration of noise interference to increase the signal/noise ratio Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2020, 2(9-104). с. 14-21

154. Kozlovskiy, V., Korzh, R., Petrovska, S. ...Boiko, Y., Yakoviv, I. Low-Frequency Schemes of Substitution of Segments Inhomogeneous Transmission Lines 2019 3rd International Conference on Advanced Information and Communications Technologies, AICT 2019 - Proceedings, 2019. с 80-83, 8847844

155. Boiko, Juliy & Pyatin, I.s & Eromenko, Oleksander & Barabash, Oleg. (2020). Methodology for Assessing Synchronization Conditions in Telecommunication Devices. Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal. 5. 320-327. <https://doi.org/10.25046/aj050242>

156. Boiko, J. (2015) "Increasing the noise immunity of signal processing units of telecommunications on the basis of the modified synchronization schemes", Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia, (61), pp. 91-107. doi: 10.20535/RADAP.2015.61.91-107

157. Ivan Horbatiy, Ivan Tsymbaliuk, Myroslav Kiselychnyk, Natalia Diachenko, "Digitally Controlled RF Phase Shifter", Advanced Trends in Radioelectronics Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) 2020 IEEE 15th International Conference on, pp. 749-752, 2020.

158. Краснов М. Л., Киселев А. И., М. Г. Иванович Операционное исчисление. Теория устойчивости: Задачи и примеры с подробными решениями: Учебное пособие. Изд. 3-е, испр. и доп. - М.: Едиториал УРСС, 2003 .. - 176 с

159. 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

160. 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.

161. Карпов Ю.О., Ведміцький Ю.Г., Кухарчук В.В., Кадів С.С. Теоретичні основи електротехніки. Перехідні процеси в лінійних ланцюгах ТЗЗ. Синтез лінійних кіл. Електричні та магнітні нелінійні схеми. Вінниця: ВНТУ, 2012. 530 с.

162. Алтунин С. И. Экспериментальное исследование переходных процессов в программно-аппаратном цифровом устройстве фазовой автоподстройки частоты / С. И. Алтунин, А.П. Бондарев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2016. – № 4-5. – С. 15-22.

163. Л.Ю. Шилин, Д.С. Олиферович, Д.Л. Шилин. Проектирование цифровых систем фазовой синхронизации. Доклады БГУИР. № 4 (20), 2007. С.79–84

164. Фомин, А.Ф. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, О.И. Шелухин ; под ред. А.Ф. Фомина. – М. : Радио и связь, 1987. – 248 с.

165. Зайцев Г. Ф. Компенсация слабозатухающих компонент переходного процесса следящей системы при комплексных корнях характеристического уравнения / Г. Ф. Зайцев, Н. В. Градобоева, Т. В. Бурсова // Пр. УНДІРТ. Мережі та системи зв'язку. - 1999. - № 1(17). - С. 32-36.

166. 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

167. Бондарев А.П. Програмно-апаратна реалізація цифрового пристрою фазового автоматичного підстроювання частоти / А. П. Бондарев, С. І. Алтунін // Вісник Національного університету «Львівська політехніка», Серія Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2016. - № 849. – С. 83 – 90.

168. Печенин В.В., Щербина К.А., Вонсович М.А., Мсаллам Е.П. Структурный синтез комбинированной системы частотно-фазовой автоподстройки частоты, совмещенной с фильтрующей схемой спектра входного сигнала. Системы навігації, управління та зв'язку, Випуск 4(36) – 2015 С.38–43.

169. Зайцев Г. Ф., Булгач В. Л., Гніденко О. М., Бурсова Т. В. Комбінована система частотного автопідстроювання з астатизмом першого порядку. Функціональна схема, математична модель системи. Вісник ДУІКТ. – 2012. – Т.10, №3. – Стор. 25–28

170. Г. Ф. Зайцев Минимизация среднеквадратических ошибок и квадратических интегральных оценок следящих систем с помощью разомкнутых и дифференциальных связей / Г. Ф. Зайцев, В. Г. Кривуца, В. Л. Булгач, Г. Д. Радзивилов. – К.: ДУИКТ, 2006. –186 с

171. 17. Zaitsev, Grigoriy & Bulgach, Victor & Radzivilov, Grigoriy. (2005). Modeling of Combined Tracking Systems under Random Setting Action. Journal of Automation and Information Sciences - J AUTOMAT INF SCI. 37. 22-25.

172. Bondariev A.P. Measurement of The Phase-Transfer Function of The Software Phase-Locked Loop / A.P. Bondariev, S.I. Altunin // Proceedings of International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2017), 11-15 Sep. 2017, Odessa, Ukraine – p. 151-154

173. 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

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

175. S. Golestan, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez and J. Doval-Gandoy, "A True Open-Loop Synchronization Technique," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 12, no. 3, pp. 1093-1103, June 2016, doi: 10.1109/TII.2016.2550017

176. 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

177. O. Turovsky, L. Berkman, O. Drobyk, A. Zakharzhevskyi, 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).

178. O. 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.

179. Положинцев Б.И. Теория вероятностей и математическая статистика. Введение в математическую статистику: Учебное пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. – 95 с.

180. Zhao Tong Cramer-Rao Lower Bounds for the Joint Delay-Doppler Estimation of an Extended Target / Tong Zhao, Tianyao Huang // IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP), 14-16 Dec. 2015. Orlando, FL, USA. – Orlando, 2015, –P. 17-24. DOI: 10.1109/TSP.2015.2505681.

181. 6. Wei H. Q. Influence of Phase on Cramer- Rao Lower Bounds for Joint Time Delay and Doppler Stretch Estimation / H. Wei, S. Ye, Q. Wan // Proc. of 9th Intern. Symp. on Signal Processing and Its Applications (ISSPA-2007), 12-15 Feb. 2007. Sharjah, Piscataway. – Sharjah, 2007. –P. 1-4. DOI: 10.1109/ISSPA.2007.4555336.

182. Пономарев В.А. Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье // В.А.Пономарев, О.В. Пономарева, А.В.Пономарев, Н.В. Пономарева / Цифровая обработка сигналов. –2014. –№1. –С. 3-11..

183. Miguel Angel Platas-Garza Dynamic Harmonic Analysis Through Taylor–Fourier Transform / Miguel Angel Platas-Garza, José Antonio de la O Serna // Instrumentation and Measurement IEEE Transactions. – 2011. – Vol. 60, № 3, – Pp. 804-813.

184. M. A. Platas-Garza and J. A. de la O Serna, "Polynomial Implementation of the Taylor–Fourier Transform for Harmonic Analysis," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 63, no. 12, pp. 2846-2854, Dec. 2014, doi: 10.1109/TIM.2014.2324191.

185. 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

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

187. Пахомов С. Н. Вычисление скользящего спектра фурье // С. Н. Пахомов / *Вестник СПбГУ*. –2004. –Сер. 1. – Вып. 3 –С.45-49

188. 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).

189. 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

190. 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.

191. 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](https://doi.org/10.20998/2522-9052.2020.3.09).

## ДОДАТОК А

ЗАТВЕРДЖУЮ

Головний Інженер АТ "Мотор Січ"  
Кандидат технічних наук*(посада, ячима ступінь, звання)*Балушок К.Б.  
*(ПІБ)*

12 » лютого 2021 р.

## АКТ

про використання результатів наукових досліджень  
Туровського Олександра Леонідовича

Комісія у складі: голови комісії Баранніка О.А. та членів комісії Рибаківа К.Ф. та Іголкіна М.В. у період з 08.02.2021 до 12.02.2021 провела аналіз результатів оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу при когерентному прийомі за допомогою розробленого Туровським О.Л. методів оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій при безперервному та пакетному режимів прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями

В результаті аналізування встановлено:

1. Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=256$  та  $K=512$  інтервалів та відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки від  $2 \times 10^{-4}$  до  $2 \times 10^{-3}$  Щд, 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.

2. Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти для когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=27$  інтервалів, числі ітерацій процедури дихотомічного пошуку  $M=4-6$ , в діапазоні відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки від  $5 \times 10^{-6}$  до  $1 \times 10^{-6}$ . Отримані значення 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.



Вимірювання проводились 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*.

Розроблені Туровським О.Л. методики і створенні на їх основі програмні реалізації можуть бути використані при удосконаленні алгоритмів оцінки несучої частоти фазомодульованих сигналів, що передаються в безперервному та пакетному режимі передачі даних в процесі розробки та створенні перспективних систем супутникових телекомунікацій.

Даний акт не є підставою для проведення будь яких фінансових операцій.

Голова комісії:

Нач. УОТІЗ

*(посада, вчена ступінь, звання)*

  
15.02.2021  
(підпис)

Бараннік О.А.

*(ПІБ)*

Члени комісії:

Заст.Нач.УОТІЗ

*(посада, вчена ступінь, звання)*


  
15.02.2021  
(підпис)

Рибаков К.Ф.

*(ПІБ)*

Нач.Бюро УОТІЗ

*(посада, вчена ступінь, звання)*

  
15.02.2021  
(підпис)

Іголкін М.В.

*(ПІБ)*



**АКТ**  
**про реалізацію результатів наукових досліджень**  
**ТУРОВСЬКОГО Олександра Леонідовича**

**1. Найменування пропозицій для впровадження:**

Моделі та методи підвищення точності оцінки несучої частоти в когерентних демодуляторах супутникових телекомунікацій.

**2. Ким запропоновано, адреса:** кафедра засобів захисту інформації Національного авіаційного університету; адреса: 03058, м. Київ, проспект Любомира Гузара, 1.

**3. Джерело інформації:**

– В. В. Козловський, О.Л. Туровський, Ю.В. Баланюк, «Синтез розімкнутого зв'язку системи синхронізації несучої частоти при умові підвищення порядку астатизму», *Науковий технологічний журнал*, Т. 47, №3, 2020. doi:10.18372/2310-5461.47.14958.

– Berkman, L., Tkachenko, O., Turovsky, O., Fokin, V., & Strelnikov, V. (2021). Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error. (Розробка системи синхронізації вхідного сигналу телекомунікаційної мережі при умові зменшення перехідної складової фазової помилки). *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 1(9 (109)), 66–76. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2021.225514>. (Scopus);

– О.Л. Туровський, «Аналіз ефективності застосування двохетапного 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;

– 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» (Оцінки несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку в пакетному режимі). *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).

**4. Ким впроваджено:** науково-дослідним відділом під час вдосконалення програмного забезпечення відкритої локальної мережі Центрального науково-дослідного інституту озброєння та військової техніки за результатами виконання НДР шифр «Око», «Призма».

**5. Терміни впровадження:** 2020-2021 рр.

**6. Ефективність впровадження:** розроблені моделі та методи підвищення точності оцінки несучої частоти когерентних демодуляторів супутникових телекомунікацій дозволяють до 80% зменшити фазову помилку частоти на етапі синхронізації при збільшеній до 6,7 раз швидкодії системи та, при значно зменшеному інтервалі спостереження, в середньому на два - три порядки підвищують точність оцінки несучої частоти відносно існуючих алгоритмів.

**7. Зауваження, пропозиції:** запропоновані моделі та методи та створені на їх основі програмні реалізації можуть бути використані при оцінці можливостей систем та приладів зв'язку та супутникової навігації щодо підвищення ефективності роботи та можуть бути використані у науково-дослідницьких процесах науково-дослідних установ України.

Відповідальний за впровадження:

\_\_\_\_\_

О. Ковбасюк

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-педагогічно  
Державного університету  
телекомунікацій

Л.Н. БЕРКМАН

15 листопада 2020 р.

## АКТ

**про реалізацію результатів дисертаційної роботи Туровського  
Олександра Леонідовича на тему: «Моделі та методи підвищення  
точності роботи систем фазової синхронізації супутникових  
телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою» в  
навчальному процесі Державного університету телекомунікацій**

Комісія у складі: голови комісії – завідувача кафедри Телекомунікаційних систем та мереж доктора технічних наук, професора Заїки Віктора Федоровича та членів комісії – завідувача кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій кандидата технічних наук Кравченко Владислава Ігоровича, професора кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій доктора технічних наук, доцента Макаренко Анатолія Олександровича у період з 03 по 06 листопада 2020 року провела роботу по встановленню фактичного використання в навчальному процесі Державного університету телекомунікацій результатів дисертаційної роботи Туровського Олександра Леонідовича.

На основі поданої дисертаційної роботи та наукових статей комісія встановила, що в навчальному процесі Університету використовуються наступні результати:

– методика синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою вхідного сигналу в сталому та перехідному режимах роботи супутникових телекомунікацій, яка дозволяє синтезувати комбіновані системи фазової синхронізації з підвищеною точністю оцінки частоти в умовах впливу різних видів шумів та збурень в супутникових системах зв'язку ;

– методика двохетапної оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу, яка, по запропонованому в роботі критерію дисперсії оцінки, дозволяє провести оцінку несучої частоти сигналу, що приймається супутниковою телекомунікацією;

– методика оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями з врахуванням впливу «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.

Розроблено модель синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою в сталому та перехідному режимах роботи супутникових телекомунікацій, яка дозволяє синтезувати комбіновані системи синхронізації з підвищеним до другого та вище порядком астатизму в порівнянні з існуючими системами синхронізації замкнутого типу;

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.

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

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

Розроблений 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 режим (акт впровадження від 01.02.2021 та від 12.02.2021).

Вказаний метод має просту процедуру обрахування та нову можливість

яка дозволяє провести оцінку частоти з врахуванням впливу внутрішніх перешкод.

Результати дисертаційної роботи отримані та використовуються в рамках науково дослідних робіт: «Розробка методу підвищення якості функціонування космічних навігаційних радіолокаційних систем на основі застосування нелінійних адаптивних компенсаторів» (ДР №0117U001334), «Оптимальне прийняття сигналу в телекомунікаційних системах» (ДР №0117U003731) та «Динамічні моделі систем підтримки прийняття рішення для дистанційного керування безпілотними літальними апаратами на основі двокрокового варіаційно-градієнтного методу» (ДР №0117U003774).

На основі аналізу поданої дисертаційної роботи та опублікованих наукових статей комісія встановила що особисто одержані результати дисертаційної роботи Туровського О.Л. використовуються в навчальному процесі Державного університету телекомунікацій при курсовому та дипломному проектуванні, а також при викладанні дисциплін «Супутникові радіосистеми», «Системи цифрового радіозв'язку та радіодоступу», «Приймання та оброблення сигналів», «Теорія передачі сигналів в інфокомунікаційних мережах».

Голова комісії:

Зав. кафедри

Телекомунікаційних систем та мереж

д. т. н., професор



В.Ф. Заїка

Члени комісії:

Зав. кафедри

Мобільних та відеоінформаційних технологій

к. т. н.



В.І. Кравченко

Професор кафедри

Мобільних та відеоінформаційних технологій

д. т. н., доцент



А.О. Макаренко

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. проректора

роботи

*О. Рафало*

« 26 » 02



### АКТ

**про реалізацію результатів дисертаційної роботи Туровського  
Олександра Леонідовича на тему: «Моделі та методи підвищення  
точності роботи систем фазової синхронізації супутникових  
телекомунікацій в режимі стеження за несучою частотою» в  
навчальному процесі Національного авіаційного університету**

Комісія у складі: голови комісії – завідувача кафедри засобів захисту інформації факультету кібербезпеки, комп'ютерної та програмної інженерії Національного авіаційного університету доктора технічних наук, професора Козловського В.В. та членів комісії – професора кафедри засобів захисту інформації доктора технічних наук, доцента Лазаренко С.В., доцента кафедри засобів захисту інформації кандидата технічних наук, доцента Литвина В.В. у період з 17 по 18 лютого 2021 року провела роботу по встановленню фактичного використання в навчальному процесі на кафедрі засобів захисту інформації факультету кібербезпеки, комп'ютерної та програмної інженерії Національного авіаційного університету результатів дисертаційної роботи Туровського Олександра Леонідовича.

На основі поданої дисертаційної роботи та наукових статей комісія встановила, що в навчальному процесі та науковій діяльності Університету реалізовано наступні результати:

– методика синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентних демодуляторів в режимі стеження за несучою частотою вхідного сигналу в сталому та перехідному режимах роботи супутникових телекомунікації, яка дозволяє синтезувати комбіновані системи фазової синхронізації з підвищеною точністю оцінки частоти в умовах впливу різних видів шумів та збурень в супутникових системах зв'язку ;

– методика двохетапної оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в безперервному режимі прийому сигналу, яка, по запропонованому в роботі критерію дисперсії оцінки, дозволяє провести оцінку несучої частоти сигналу, що приймається супутникової телекомунікацією з врахуванням впливу «сусідніх» каналів прийому вхідних сигналів;

– методика оцінки несучої частоти системами фазової синхронізації когерентних демодуляторів в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями, яка дозволяє провести оцінку частоти з врахуванням впливу внутрішніх перешкод.



супутниковими телекомунікаціями, яка дозволяє провести оцінку частоти з врахуванням впливу внутрішніх перешкод.

Результати дисертаційної роботи використовуються:

– в рамках науково-дослідної роботи: «Інформаційна та авіаційна безпека об'єктів критичної інфраструктури» (ДР №0119U102297);

– у навчальному процесі кафедри засобів захисту інформації факультету кібербезпеки, комп'ютерної та програмної інженерії Національного авіаційного університету при проведенні лабораторних та практичних робіт згідно з програмою навчальних дисциплін «Спеціальні вимірювання» та «Засоби приймання та обробки сигналів в системах технічного захисту інформації» зі спеціальності 125 «Кібербезпека».

Голова комісії:

Завідувач кафедри  
засобів захисту інформації

д. т. н., професор

В.В. Козловський

Члени комісії:

Професор кафедри  
засобів захисту інформації

д. т. н., доцент

С.В. Лазаренко

Доцент кафедри  
засобів захисту інформації

к. т. н., доцент

В.В. Литвин

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-педагогічно  
роботи Державного університету  
телекомунікаційЛ.Н. БЕРКМАН  
2020 р.

АКТ

**про впровадження результатів наукових досліджень  
Туровського Олександра Леонідовича**

Комісія у складі: голови комісії – завідувача кафедри мобільних та відеоінформаційних технологій кандидата технічних наук Кравченко Владислава Ігоровича та членів комісії – професора кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій доктора технічних наук, доцента Макаренко Анатолія Олександровича, доцента кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій Дакової Лариси Валеріївни у період з «21» по «24» грудня 2020 року провела роботу по апробації та реалізації розроблених Туровським О.Л. методу синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора та методик оцінки несучої частоти когерентним демодулятором супутникової телекомунікації та встановила наступне:

1. Розроблений Туровським О.Л. метод синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора реалізований при проектуванні і виготовленні дослідного зразка фазового демодулятора на базі програмованої логічної інтегральної схеми *Cyclon IVE* з застосуванням мови опису апаратури *SystemVerilog*.

Випробування дослідного зразку показало наступне:

1.1 Застосування в алгоритмі роботи дослідного зразку фазового демодулятора запропонованого методу синтезу комбінованої системи синхронізації збільшує швидкість роботи системи до 1,6 раз при простому розімкнутому зв'язку та до 2,5 разів при складному розімкнутому зв'язку в порівнянні з швидкістю аналогічних прототипів демодуляторів, розроблених з використанням систем синхронізації замкнутого типу.

1.2. Запропонований метод дозволяє варіюванням параметрів ланки розімкнутого зв'язку до 80% зменшити значення фазової помилки в хорді оцінки несучої частоти та забезпечити зменшення впливу зовнішніх збурень, обмежень по координатам вхідного сигналу та параметрів схеми на значення фазової помилки запропонованої схеми комбінованої системи синхронізації в порівнянні з системою синхронізації замкнутого типу

1.3. 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

2. Розроблені Туровським О.Л. та подані до впровадження методики оцінки несучої 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*.

Вимірювання показали наступне:

2.1 Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти когерентним демодулятором в безперервному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=256$  та  $K=512$  інтервалів та відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки від  $2 \times 10^{-4}$  до  $2 \times 10^{-5}$  Цо, 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.

2.2 Представлений метод двохетапної оцінки несучої частоти когерентним демодулятором в пакетному режимі прийому сигналу супутниковими телекомунікаціями при тактових інтервалах спостереження  $K=27$  інтервалів, числі ітерацій процедури дихотомічного пошуку  $M=4 - 6$ , в діапазоні відношення сигнал/шум від 1 до 6 дБ забезпечив отримання значення дисперсії оцінки від  $5 \times 10^{-6}$  до  $1 \times 10^{-6}$ . Отримані значення 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.

3. Розроблені Туровським О.Л. метод синтезу комбінованої системи фазової синхронізації та методики оцінки несучої частоти при когерентному прийомі вхідного сигналу можуть бути використані в ході розробки, виробництва чи модернізації систем супутникового зв'язку та супутникової навігації і в науковій та науково-технічній діяльності наукових установ та закладах вищої освіти.

Голова комісії:

Зав. кафедри

мобільних та відеоінформаційних технологій

к. т. н.


 В.І. Кравченко

Члени комісії:

Професор кафедри

мобільних та відеоінформаційних технологій

д. т. н., доцент

 А.О. Макаренко

Доцент кафедри

мобільних та відеоінформаційних технологій

к. т. н.

 Дакова Л.В.