

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

**МЕЛЕШКО Тетяна Вікторівна**

УДК 517.518.34

**МЕТОДИКА ОЦІНКИ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРИЙОМУ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ З  
БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНПУЛЯЦІЄЮ В УМОВАХ ВПЛИВУ  
НЕФЛУКТАЦІЙНИХ ЗАВАД**

05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій»

**Автореферат**

дисертації на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Київ-2024

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

Науковий керівник: кандидат технічних наук, доцент  
**Швець Валеріан Анатолійович**,  
Національний авіаційний університет,  
доцент кафедри засобів захисту інформації

**Офіційні опоненти:** доктор технічних наук, професор  
**Лисечко Володимир Петрович**  
Харківський національний університет  
Повітряних Сил імені Івана Кожедуба,  
начальник групи застосування АСУ навчально-  
лабораторного комплексу кафедри бойового  
застосування та експлуатації АСУ факультету  
автоматизованих систем управління та  
наземного забезпечення польотів авіації.

доктор технічних наук, професор  
**Бойко Юлій Миколайович**  
Хмельницький національний університет,  
професор кафедри телекомунікацій, медійних та  
інтелектуальних технологій

Захист відбудеться «23» травня 2024 року о 13<sup>00</sup> годині, ауд. 11.111 на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.062.19 у Національному авіаційному університеті за адресою: 03058, м. Київ, проспект Любомира Гузара, 1.

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

Автореферат розісланий «19» квітня 2024 року.

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

Денис БАХТІЯРОВ

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми дослідження.** Забезпечення інфраструктури України мережами сучасного швидкісного та потужного зв'язку вимагає проведення постійних наукових досліджень в різних напрямках підвищення його ефективності. Одним з напрямків таких досліджень є розвиток і удосконалення одного з ключових елементів телекомунікаційних систем, а саме технології цифрової передачі корисних даних. Серед усього різноманіття технологій цифрової передачі корисних даних, що використовуються в сучасних телекомунікаційних мережах, чільне місце займають технології передачі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Вони на високому рівні задовільняють сучасним енергетичним й спектральним вимогам і, у порівнянні з іншими видами дискретних сигналів передачі даних, забезпечують високу пропускну спроможність каналів та завадостійкості прийомо-передаючих пристроїв засобів телекомунікацій при наявності складних завад.

Вирішення питання підвищення ефективності телекомунікаційних систем, що працюють на основі технології з багатопозиційною фазовою маніпуляцією вимагає обґрунтування подальших напрямків досліджень щодо удосконалення вказаної технології при умові збереження всіх притаманних їй властивостей в умовах впливу різних завад та збурень. Відмічено, що в радіоканалах сучасних радіотехнічних пристроїв поряд із шумовими часто присутні й нефлюктуаційні завади різного походження, що викликані як природними причинами, так і похибками апаратури, порушенням регламентів зв'язку та навмисними діями в радіопросторі. Поява нефлюктуаційних завад в загальному призводить до зниження якості зв'язку. При цьому необхідно врахувати, що кожна з таких найбільш шкідливих нефлюктуаційних завад певним чином впливає на якість передачі інформації в телекомунікаційній мережі, що працює на основі сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Є очевидним, що вирішення завдання підвищення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією потребує визначення всього спектру нефлюктуаційних завад, які впливають на вказану мережу та розробки способів та методів, об'єднаних в загальну методичку оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

При вирішенні визначеного в дисертаційній роботі завдання, автор у своїх дослідженнях спирався на праці вітчизняних і зарубіжних вчених, які зробили значний внесок у розвиток теорії обробки радіолокаційних сигналів. А саме: Банкет В.Л., Стеклова В.К., Беркман Л.Н., Козелков С. В., Бойко Ю.М., Климаш М.М., Ширман Я. Д., Кривуца В.Г., Барковський В.В., Зайцев С.В.

Аналіз наукових досліджень вітчизняних і зарубіжних вчених показав, що завданням оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в процесі їх прийому не приділялося відповідної уваги. Дані обставини формують нове науково-технічне завдання, спрямоване на підвищення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Є очевидним, що вирішення завдання підвищення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією потребує вирішення ряду часткових завдань. До таких віднесено визначення всього спектру нефлюктуаційних завад, які впливають на телекомунікаційної мережу та моделювання їх впливу на показники завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Це, в свою чергу, дозволить здійснити розробку способів та методів, об'єднаних в загальну методичку оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

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

Дослідження проведено в межах науково-дослідної роботи: «Інформаційна та авіаційна безпека об'єктів критичної інфраструктури» (ДР №0119U102297), Національний авіаційний

університет, акт реалізації від 19.09.2023 р., №18.03-14.2; «Дослідження надійності телекомунікаційних мереж» (РК № 0114U000404), «Методика розробки безпроводової мережі високої щільності на базі технології Aruba Instans» (РК № 0118U004553), Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій, акт реалізації від 07.11 2023 р., №0/144-23.

**Метою дисертаційного дослідження** є підвищення завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

Відповідно до мети в роботі було поставлено і вирішено такі завдання:

1. Аналіз процесів прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією та особливостей формування впливу на їх завадостійкість нефлуктаційних завад та збурень.

2. Розробка методу оцінки завадостійкості когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад;

3. Розробка моделі та на її основі методу оцінки впливу похибки системи синхронізації на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад;

4. Розробка методу оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

5. Оцінка впливу нефлуктаційних завад на ефективність завадостійкості прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

*Об'єктом дослідження* є процес прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

*Предметом дослідження* є завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

**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:

*набув подальшого розвитку*

– метод оцінки завадостійкості когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, який, на відміну від існуючих, дозволяє оцінити завадостійкість когерентного прийому в умовах впливу нефлуктаційних завад;

*удосконалено*

– метод оцінки впливу похибки системи синхронізації на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, який дозволяє встановити похибку системи синхронізації при наявності в каналі прийому даних нефлуктаційних завад та оцінити її вплив на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу;

*набув подальшого розвитку*

– метод оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад, який, на відміну від існуючих, дозволяє здійснити оцінку завадостійкості окремо для синфазних та квадратурних каналів та визначити шляхи її підвищення у мовах впливу нефлуктаційних завад.

**Практичне значення одержаних результатів** у галузі розробки та створення телекомунікаційних систем полягає у тому, що запропоновані в дисертаційній роботі методи у поєднанні з алгоритмами їх застосування забезпечують підвищення завадостійкості дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

1. Встановлено, що основними видами нефлюктуаційних завад, які можуть чинити вплив на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією є гармонічна завада, хаотична імпульсна завада та мультиплікативна завада.

2. Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності гармонійної нефлюктуаційної завади показали, що із збільшенням позиційності сигналу вплив гармонічної завади для сигналів з позиційністю  $M = 2$  або  $M = 4$  практично не збільшує величину бітової помилки. При великій інтенсивності ( $\mu \geq 0,5$ ) прицільні гармонійні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів БФМ.

3. Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності імпульсної нефлюктуаційної завади показали, що для забезпечення прийнятого рівня ймовірності символної помилки  $P=0.001$  за наявності імпульсної завади з інтенсивністю 1.0 в залежності від відносного значення тактового інтервалу потрібне збільшення ВСШ від 1 до 6 дБ. При малих інтенсивностях, до  $\mu = 0,2$ , імпульсна завада здійснює слабкий вплив на завадостійкість приймача.

4. Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності мультиплікативної нефлюктуаційної завади показали, що завада з відносним середнім значенням інтенсивності  $\mu = 0.1$ , дисперсією амплітуди 0,01 та дисперсією фази  $0,01 \text{ рад}^2$  при ймовірності бітової помилки 0,001, для сигналів з позиційністю 2-ФМ та 4-ФМ дає погіршення співвідношення сигнал/шум від 0,3 до 1 дБ. Для сигналів з позиційністю 8-ФМ та 16-ФМ це погіршення може становити від 2,5 до 5 дБ, відповідно.

5. Результати оцінки ймовірнісних характеристиках появи бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності фазової помилки когерентного демодулятора показали, що при великих співвідношеннях сигнал–шум незначна помилка оцінювання фази, від  $\pi/180$  до  $\pi/90$ , приводить до значного збільшення ймовірності бітових помилок. При випадкових флюктуаціях фази для сигналів з  $M \geq 4$ , коли дисперсія помилки змінюється від 0 до 0,01, ймовірність помилки може зрости на один-два порядки.

Отримані результати дозволяють прийти до висновку, що під час прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією допустиме значення похибки оцінки фази несучої залежить від позиційності  $M$  і змінюється від  $\pi/36 - \pi/72$  для сигналів з позиційністю 2-ФМ до  $\pi/180$  для 32-ФМ.

6. Оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуаційних завад показала, що нефлюктуаційна завада з малою інтенсивністю  $\mu = 0,1$  до 0,3 практично не позначається на завадостійкості демодулятора, а домінуючий вплив здійснюють релієвські замирання. Якщо інтенсивність завади зростає до значень більш  $\mu = 0,5$  то для сумарної ймовірності символної помилки в значенні 0,01 додаткові енергетичні втрати за рахунок нефлюктуаційної завади становлять вже близько 3 дБ в порівняно з випадком, коли відсутня така завада.

7. Нефлюктуаційна завада може досить сильно погіршувати завадостійкість автокореляційного демодулятора сигналів БФМ в каналі без релієвських замирань, особливо при зі збільшенням позиційності сигналів. Зі збільшенням інтенсивності завади до значення на 50 відсотків при значеннях ВСШ до 10 дБ ймовірність символної помилки може погіршитись на два порядки.

Практична цінність роботи підтверджена актами реалізації основних результатів дослідження у навчальному процесі Національного авіаційного університету, Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. У додатку до дисертаційної роботи представлені документи, що підтверджують практичне використання результатів дисертаційної роботи.

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

В дисертаційній роботі узагальнено результати досліджень, виконаних автором особисто та опублікованих в співавторстві в роботах [1-8]. 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.

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 отриманих результатів. В дисертаційній роботі не використовувалися ідеї та розробки, що належать співавторам, з якими опубліковано наукові праці.

У опублікованих у співавторстві роботах автором дисертації зроблено такий особистий внесок. В [1] подано особисто розроблені математичні залежності оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. В [2] подано математичні залежності та на їх основі модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. В [3] подані результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуаційних завад. В [4] обґрунтовано наукове завдання на розробку та подана модель оперативного прогнозування оптимальних робочих частот для дальнього радіозв'язку за умов впливу нефлюктуаційних завад. В [5] подано результати оцінки впливу мультиплікативної завади на імовірність бітової помилки когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. В [6] подано заходи забезпечення завадостійкості в мережевих супутникових системах в умовах впливу різних завад. В [7] обґрунтовано заходи захисту інформації в глобальних навігаційних супутникових системах під дією впливу різних завад та збурень. В [8] проведено оцінку можливих заходів та застосування різних способів зменшення впливу нефлюктуаційних завад малої потужності методами підвищення завадостійкості сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації, які одержані в ході роботи, апробовані та оприлюднені в ході: IX міжнародної науково-технічної конференції «ITSec: Безпека інформаційних технологій», 22-27 березня 2019 року, Національний авіаційний університет; XXII International Scientific and Practical Conference «International Trends in Science and Technology» February 28, 2020, Warsaw, Poland; Міжнародна науково-технічна конференції «АВІА-2023», Україна, Київ, 18-20 квітня 2023 р., Національний авіаційний університет.

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

**Публікації.** Основні наукові положення та результати дисертаційного дослідження опубліковано в 8 наукових працях. У томи числі: в 5 статей, включених до «Переліку наукових фахових видань України»; в 3 тезах доповідей та матеріалах конференцій.

**Структура дисертації та її обсяг.** Дисертаційна робота складається з анотації, змісту, переліку умовних скорочень вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків і має 114 сторінок основного тексту, 37 рисунків та 13 таблиць, 4 сторінки додатків. Список використаних джерел містить 98 найменувань і займає 12 сторінок. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 145 сторінок.

## ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі міститься обґрунтування актуальності і своєчасності проведення досліджень за обраною тематикою, визначена мета роботи і сформульовано перелік часткових завдань, що включають теоретичні дослідження та моделювання процесів прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлюктуаційних завад. Описані методи, які використовувались для отримання наукових результатів, а також відповідність дослідження актуальним науковим програмам. Виділено перелік ключових отриманих результатів, вказана їх новизна і практична цінність для застосування в галузі розробки та

створення телекомунікаційних систем. Особистий внесок здобувача вказано разом з переліком публікацій по темі дослідження. Подано загальний опис структури і змісту роботи.

У першому розділі з використанням сучасних літературних джерел по темі дослідження здійснено аналіз основних характеристик сигналів з багатофазовою маніпуляцією (БФМ) та особливості завадостійкості їх прийому в умовах дії різних завад та збурень. Визначено перелік нефлюктуційних завад, що можуть сформуватись під дією умов і факторів, в яких функціонує телекомунікаційна мережа передачі даних на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Подано математичні залежності розрахунку їх характеристик.

Визначено, що вирішення завдання підвищення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналу з БФМ потребує вирішення ряду часткових завдань, до яких віднесено встановлення всього спектру нефлюктуційних завад та розробка методик оцінки нефлюктуційних завад на звадостійкість прийому дискретних сигналів з БФМ. Показано, що одним із видів таких завад, які впливають на ефективність передачі даних телекомунікаційними мережами, є нефлюктуційні завади. Вплив яких проявляється в зниженні рівня завадостійкості прийому сигналів з БФМ.

В розділі розглянуто сигнали з багатопозиційною фазовою маніпуляцією (БФМ або англійською MPSK), такі, що приймають одне із  $M$  можливих значень в тактовому інтервалі  $T$ , та визначаються функціональною залежністю:

$$s_i(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_c), \quad \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, \quad t \in [0, Ts], \quad i = 0, 1, \dots, M-1, \quad (1)$$

де  $\omega_0$  – несуча частота;  $A_0 = \sqrt{2E_s/T_s}$ ,  $\varphi_i$ ,  $\varphi_c$  – амплітуда, фаза і початкове фазове зміщення інформаційного сигналу, при чому  $E_s = kE_b$ , де  $E_b$  – енергія одного інформаційного біта,  $k = \log_2 M$  – кількість бітів каналного символу.

Сигнальні сузір'я сигналу БФМ зображені на Рис. 1. Сигнальні точки і відповідні їм каналні символи розташовані згідно кодування Грея.

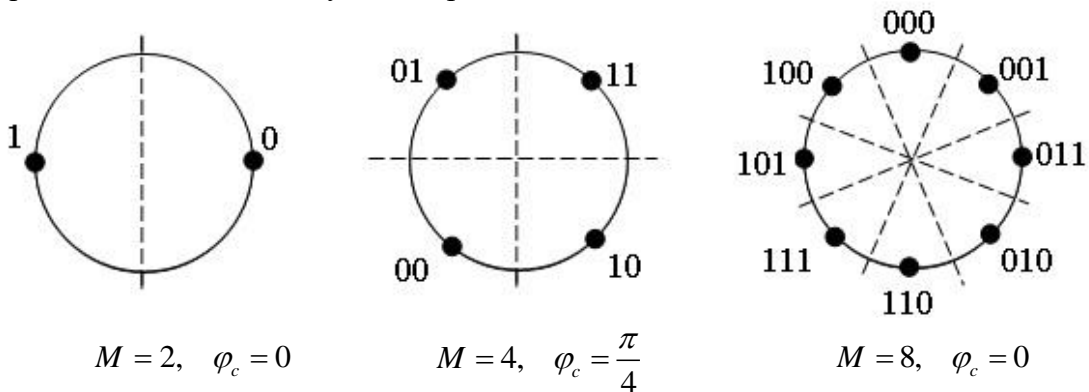


Рис. 1. Сигнальні сузір'я з БФМ  
(пунктиром показані границі областей прийняття рішення).

В роботі прийнято, що мінімальна ймовірність помилки на символ, що досягається при оптимальній когерентній обробці сигналу виду (1) з  $M$  визначається виразом:

$$P_s(M) \approx 2\Phi(\sqrt{2k\gamma_b} \sin \frac{\pi}{M}) \quad (2)$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt, \quad (3)$$

де  $\gamma_b = E_b/N_0$  – відношення сигнал/шум, що перераховане на один біт інформації.

На рис. 2 подано залежності ймовірності бітової помилки  $P_{eb}$  від відношення  $E_b/N_0$  у каналі з адитивним білим гаусівським шумом для  $M = 2, 4, 8, 16$  і  $32$ . Подані криві ілюструють втрати у відношенні сигнал/шум по мірі росту  $M > 4$ . Показано, що при  $P_{eb} = 10^{-5}$  різниця у  $E_b/N_0$  між  $M = 4$  й  $M = 8$  приблизно дорівнює 4 дБ, а різниця між  $M = 8$  й  $M = 16$  приблизно дорівнює 5 дБ. Для великих значень  $M$  зростання числа фаз вдвічі вимагає додаткового збільшення відношення сигнал/шум на 6 дБ/біт для досягнення тієї ж якості.

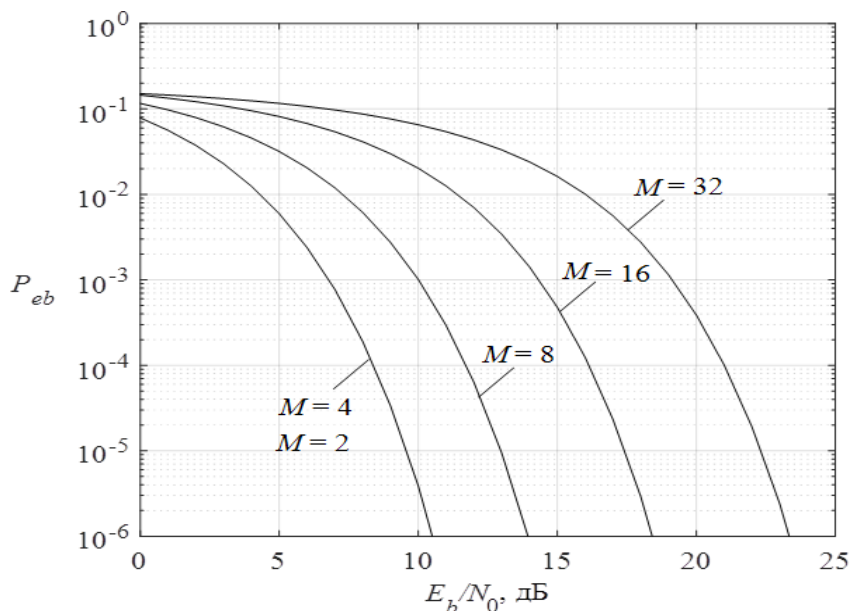


Рис. 2. Залежності  $P_{eb}$  від відношення сигнал/шум  $E_b/N_0$  для когерентного прийому сигналів БФМ при різних значеннях  $M = 2^k$

В розділі розглянута схеми формування сигналів з БФМ, що побудована на основі універсального квадратурного модулятора, рис.3.

Для реалізації квадратурного модулятора в схемі використано два помножувача і суматор сигналів. Поєднання імпульсів напруги у синфазному й квадратурному каналах утворюють один символ БФМ. На входи помножувачів подаються бітові потоки  $I(t)$  та  $Q(t)$ . Генератор несучої частоти формує несуче гармонійне коливання для I-каналу, яке після фазообертача на  $\pi/2$  подається у якості несучої на Q-канал. В результаті підсумовування коливань після двох помножувачів I-каналу та Q-каналу виходить сигнал БФМ.



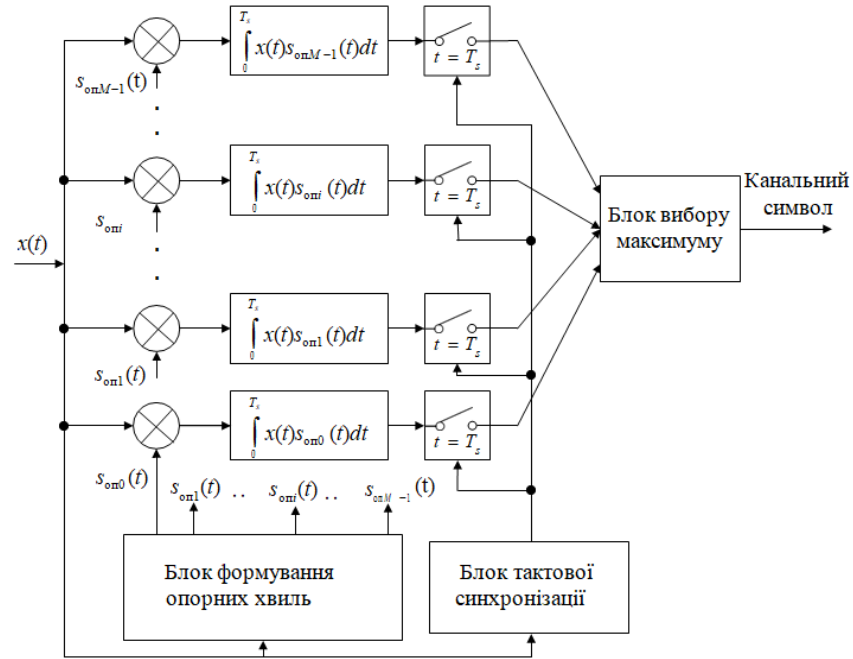


Рис. 3. Структурна схема когерентного демодулятора БФМ сигналів

В розділі визначено, що для досягнення мети роботи необхідно: розробити моделі оцінки завадостійкості телекомунікаційної мережі передачі даних на базі сигналів з БФМ в умовах впливу завад; оцінити вплив нефлюктуційних завад на ефективність завадостійкості когерентного прийому сигналів на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

**Другий розділ** присвячено дослідженню впливу нефлюктуційних завад, що діють у каналах зв'язку на завадостійкість прийому сигналів з багатопозиційною фазовою модуляцією. В розділі відмічено, що в залежності від умов розповсюдження радіохвиль, місця, часу організації, технічних характеристик каналів радіозв'язку, в них присутня велика кількість різних завад. Це завади флюктуаційного (шумового) та нефлюктуаційного типу, адитивні і мультиплікативні. До числа найбільш розповсюджених нефлюктуаційних завад в розділі віднесено сигналподібні, у тому числі вузькосмугові, гармонійні, а також імпульсні завади. Прийнято умову, що вказані нефлюктуаційні завади можуть мати різний частотний розлад, а рівні таких завад звичайно менші або співмірні з рівнем корисного сигналу.

Сформовано моделі і обмеження для основних типів діючих завад. Зокрема модель шумової завади, яка прийнята в розділі для дослідження, подана виразом (4) у вигляді стаціонарного випадкового процесу типу «білий гаусівський шум» з кореляційною функцією виду:

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (4)$$

Визначені в розділі види нефлюктуаційних завад, та їх функціональні моделі, що прийняті для подальшого дослідження включають наступні.

*Гармонічна завада:*

$$S_s(t) = \mu A_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_n)t + \varphi_n], \quad (5)$$

де  $\mu$  – відносна інтенсивність;  $\Delta\omega_n$  – частотний розлад;  $\varphi_n$  – випадкова початкова фаза завади, що рівномірно розподілена на напівінтервалі  $(-\pi, +\pi]$ .

*Імпульсна завада* – хаотична послідовність радіоімпульсів виду:

$$S_s(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_n), \quad 0 < t < \tau_s, \quad (6)$$

випадкової тривалості  $\tau_3 < T_s$ , причому ця тривалість описується експоненційним законом розподілу, а огинаюча  $A(t)$  описується дискретним маріовським процесом з двома станами:  $A_1 = 0$  і  $A_2 = \mu A_0$ . Моменти переходу між цими станами утворюють пуассонівський потік.

*Мультиплікативна завада*, що викликає завмирання корисного сигналу виду:

$$s_1(t) = \mu(t)A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_n), \quad \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, \quad t \in (0, T_s), \quad i = 0, 1, \dots, M-1, \quad (7)$$

де  $\mu(t)$  – амплітудний множник, що описується законом розподілення Райса.

Показано, що класична лінійна інваріантна в часі теорія, на якій базуються багато методів обробки сигналів з завадами типу «білий шум», не підходить для вирішення проблеми нефлуктуаційного нестационарного імпульсного шуму.

Запропоновано алгоритм для виявлення імпульсного шуму на основі моделі лінійного прогнозування сигналу з використанням двоагової функції Тьюкі, яка є гібридом оцінки найменшого середньоквадратичного відхилення та абсолютного значення функцій помилок і може забезпечити надійну оцінку рівня помилки.

**У третьому розділі** розроблено та подано моделі та на їх основі методику оцінки завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ при наявності нефлуктуаційних завад.

Розглянута в розділі робота класичного кореляційного когерентного приймача (рис. 3) по прийому сигналу (1) з врахуванням впливу білого шуму. Процедура включає розрахунок інтегралу згортки  $I$  для інформаційного змінного сигналу  $x(t)$  та  $M$  опорних сигналів:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt. \quad (8)$$

Для вірного прийому  $j$ -го канального символу була введена умова:

$$I_j > \{I_i\}, \quad i \neq j; \quad i, j = 1, \dots, M-1 \quad (9)$$

Ймовірність такої в розділі визначено, як:

$$P_{sj} = \prod_{\substack{i=0 \\ j \neq i}}^{M-1} p(i_j > I_i) \Big|_j \quad (10)$$

де  $p(I_j > I_i)$  – визначає умовну ймовірність перевищення напруги на виході  $j$ -го корелятора відносно  $i$ -го, при передаванні  $j$ -го символу в каналі зв'язку.

Ймовірність помилки у випадку отримання одного символу подано у вигляді:

$$P_{es} = 1 - P_s. \quad (11)$$

В розділі прийнято умову, що у випадку фіксації перевищення рівня показника сигнал/шум для ймовірності символної помилки  $P_{es}$  та ймовірності бітової помилки  $P_{eb}$  справедливе співвідношення:

$$P_{eb} = P_{es} \log_2 M. \quad (12)$$

Отже, загальна модель системи передачі даних відображає присутність в каналі зв'язку корисного сигналу, флуктуаційного білого шуму  $n(t)$  та нефлуктуаційної завади  $s_n(t)$  (рис. 4).

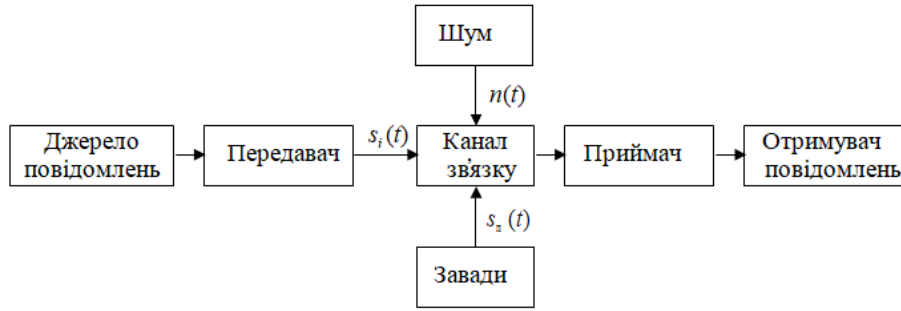


Рис. 4. Структурна схема телекомунікаційної системи

Процес  $x(t)$ , що входить у (8), в розділі подано у вигляді:

$$x(t) = s_i(t) + s_n(t) + n(t) \tag{13}$$

Для аналізу завадостійкості в розділі визначено три найбільш розповсюджені види нефлуктуаційних завад  $s_n(t)$  та подані їх математичні моделі (5), (6), (7).

При розробці окремої моделі розрахунку ймовірності помилки прийому символу з індексом «i» було використане векторне представлення БФМ для сигналу, шуму і завади (рис. 5).

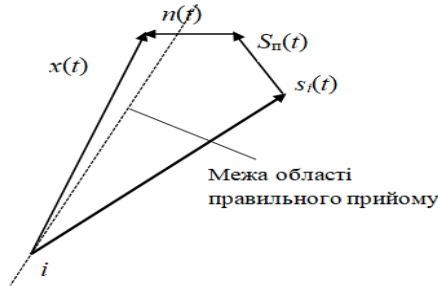


Рис. 5. Векторне представлення БФМ сигналу, шуму та завади

Прийнята в розділі методика розрахунку ймовірності помилки при прийомі каналного символу з індексом «i» з врахуванням векторного представлення БФМ (рис.5) та нормально розподілених випадкових процесів  $I_i$  на виходах кореляторів, заснована на розрахунку статистичних ймовірнісних характеристик.

А саме, в розділі розраховуються: середні значення математичного очікування  $m_0, \dots, m_i, \dots, m_{M-1}$ ; дисперсії  $D_0, \dots, D_i, \dots, D_{M-1}$ , взаємні кореляційні моменти  $M_{0-i}$ . Отримано результати порівняння випадкових процесів  $y = I_0 - I_i$  з використанням кореляційних інтегралів:

$$m_{0-i} = \langle y_{0-i} \rangle = \langle I_0 \rangle - \langle I_i \rangle = m_0 - m_i \tag{14}$$

$$D_{0-i} = D_0 + D_i - 2M_{0-i} \tag{15}$$

З врахуванням

$$\langle n(t) \rangle = 0; \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1); \omega_0 T_s \gg 1. \tag{16}$$

В розділі змодельовано та подано наступні залежності:

$$m_0 = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt; \dots \tag{17}$$

$$m_i = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt. \dots\dots\dots(18)$$

$$D_0 = \langle I_0^2 \rangle - \langle I_0 \rangle^2 = m_o^2 + \frac{4A_0^2 N_0 T_s}{N_0^2 4} - m_o^2 = \frac{2E_s}{N_0} \dots\dots\dots(19)$$

$$D_i = \langle I_i^2 \rangle - \langle I_i \rangle^2 = m_i^2 + \frac{4A_0^2 N_0 T_s}{N_0^2 4} - m_i^2 = \frac{2N_0}{N_0} \dots\dots\dots(20)$$

Змішані моменти, що входять у (15), в розділі запропоновано знаходити наступним чином:

$$M_{0-i} = m_o m_i + \frac{4A_0^2 N_0 T_s}{N_0^2 4} \cos(\varphi_o - \frac{i2\pi}{M}) - m_o m_i = \frac{2E_s}{N_0} \cos(\varphi_o - \frac{i2\pi}{M}) \dots\dots\dots(21)$$

Дисперсія, що входить в (15), розраховується:

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} [1 - \cos(\varphi_o - \frac{i2\pi}{M})]. \dots\dots\dots(22)$$

Результати досліджень завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ за наявності гармонічної завади, що одержані з використанням запропонованого методу при умові розрахунку значень величин, що входять до (14) та (15), з урахуванням (1), (5), (9) та (13) подано в вигляді функціональної залежності безумовної ймовірності помилки прийому каналного символу (11) і бітової помилки (12) усередненням  $P_{es}$  і  $P_{eb}$  по випадковій величині  $\eta$ :

$$P_{es} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{es}(\eta) d\eta, \quad P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\eta) d\eta. \dots\dots\dots(23)$$

На рис.6. показані залежності ймовірності помилки  $P_{eb}$  від відношення сигнал/шум (ВСШ)  $\gamma_b = E_b / N_0$  при нульовому розладі гармонічної завади  $\Delta\omega_{\eta} T_s$  (прицільна завада).

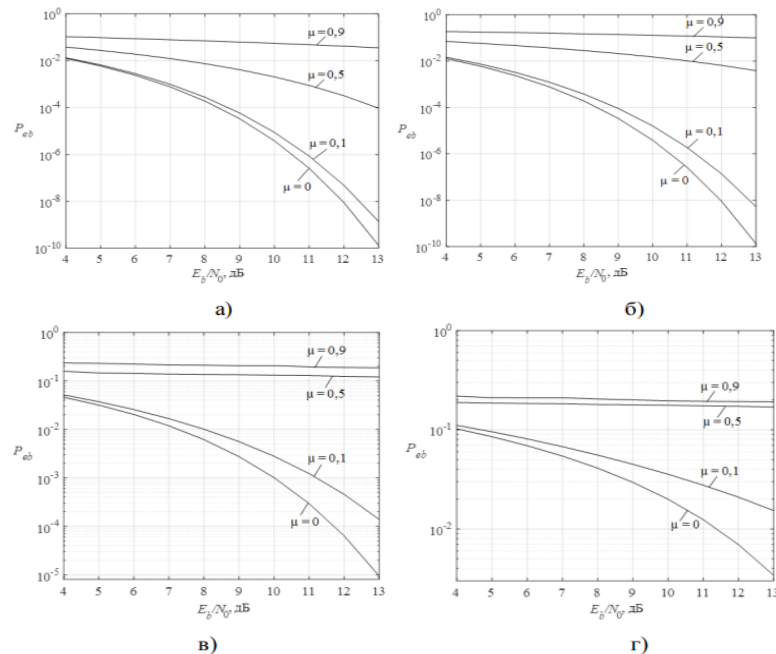


Рис. 6. Залежності ймовірності бітової помилки  $P_{eb}$  від ВСШ  $E_b / N_0$  для БФМ в присутності гармонічної завади: а) 2-ФМ; б) 4-ФМ; в) 8-ФМ; г) 16-ФМ

Аналіз графіків дозволяє зробити висновок про те, що із збільшенням позиційності  $M$  вплив гармонічної завади значно підсилюється: якщо слабка завада ( $\mu = 0,1$ ) для  $M = 2$  або  $M = 4$  практично не збільшує величину  $P_{eb}$ , то для  $M = 16$  або  $M = 32$  зниження завадостійкості стає помітним.

Проведене дослідження характеру зміни завадостійкості прийому сигналів БФМ в залежності від величини розладу гармонічної завади  $\Delta\omega_{\Pi}T_s$ .

Відповідні криві показані на рис.7.

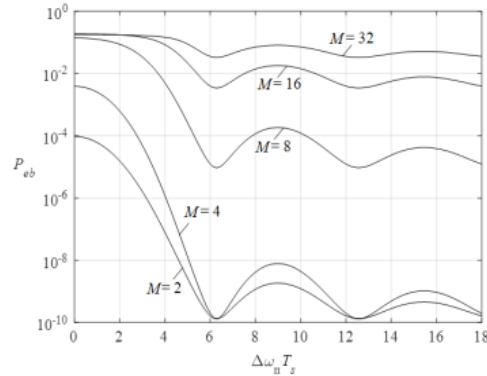


Рис. 7. Залежності ймовірності біткової помилки  $P_{eb}$  від розладу гармонічної завади  $\Delta\omega_{\Pi}T_s$  при  $E_b / N_0 = 13 \text{ дБ}$ ,  $\mu = 0,5$

Аналіз залежностей рис.7 показав, що ймовірність помилки  $P_{eb}$  знижується при збільшенні розладу і в подальшому наближається до ймовірності помилки без завади.

Значення, в яких ймовірність помилки досягає своїх мінімумів, відповідають нулям огинаючої енергетичного спектру корисного сигналу. Для  $M \leq 8$  при розладах завади, більших за величину  $\Delta\omega_{\Pi} > 5/T_s$ , її впливом можна знехтувати.

Проведене дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності скануючої завади. При цьому було враховано, що випадкова величина  $\varphi_{\Pi}$  рівномірно розподілена на інтервалі  $(-\pi, \pi)$ , а величина  $\Delta\omega_{\Pi}$  – на інтервалі  $(-\Delta\omega_{\Delta}, +\Delta\omega_{\Delta})$ .

Ймовірність біткової помилки  $P_{eb}$ , що виникає під впливом скануючої нефлуктаційної завади в роботі визначається виразом:

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \frac{1}{2\Delta\omega_{\Delta}} \int_{-\Delta\omega_{\Delta}}^{+\Delta\omega_{\Delta}} P_e(\varphi_{\Pi}, \Delta\omega_{\Pi}) d\Delta\omega_{\Pi} \right] d\varphi_{\Pi}. \quad (24)$$

На рис.8 для різного ступеня позиційності сигналу  $M$  показані залежності ймовірності помилки  $P_{eb}$  від ВСШ  $E_b / N_0$  при  $\Delta\omega_{\Pi}T_s = 6$ .

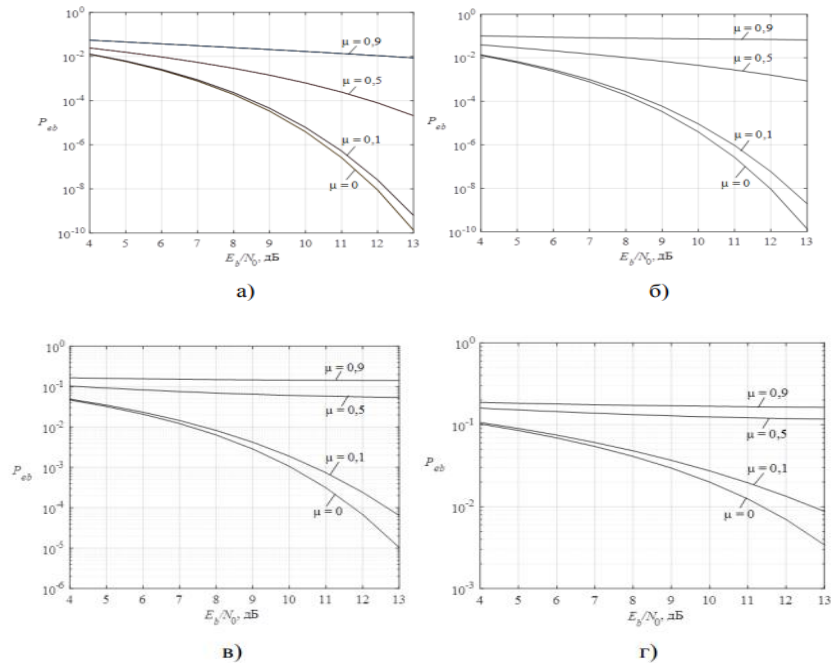


Рис.8. Залежність ймовірності помилки  $P_{eb}$  від ВСШ  $E_b / N_0$  для БФМ за наявності скануючої завади: а) 2-ФМ; б) 4-ФМ; в) 8-ФМ; г) 16-ФМ

Аналіз залежностей рис 8, 9 показав, що при збільшенні девіації частоти завади, що «накриває» зону головної пелюстки спектру сигналу, її вплив на завадостійкість демодулятора БФМ знижується, залишаючись при цьому дуже суттєвим. Так, при збільшенні девіації на порядок ймовірність помилки знижується у кілька разів.

Проведено дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності імпульсної завади, поданої в роботі в вигляді математичної моделі виду (6).

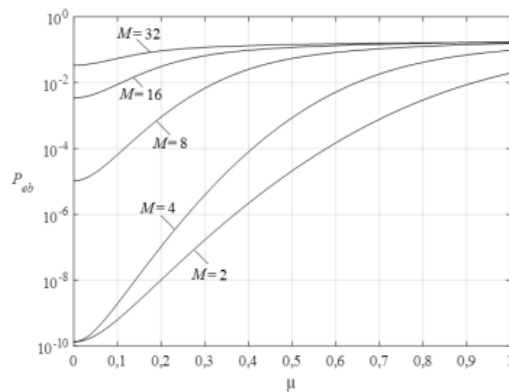


Рис. 9. Залежності  $P_{eb}$  від інтенсивності скануючої завади  $\mu$  при  $E_b / N_0 = 13$  дБ, отримані для різних для різних  $M$

Ймовірність бітової помилки у присутності шуму та імпульсної завади в роботі подано виразом:

$$P_{eb} = P(0)P_{e/|u|} + P(1)P_{e/|u+n|} \quad (25)$$

де  $P(0)$  – ймовірність відсутності завади на тактовому інтервалі;  $P(1)$  – ймовірність наявності завади на тактовому інтервалі;  $P_{e/ш}$  – ймовірність бітової помилки за наявності лише шуму;  $P_{e/ш+n}$  – ймовірність бітової помилки за наявності на тактовому інтервалі шуму та завади.

На рис. 10, 11 показана залежність ймовірності помилки від ВСШ для різних інтенсивностей завади ( $\mu$ ) при  $\lambda_1 T_s = 0,1$ .

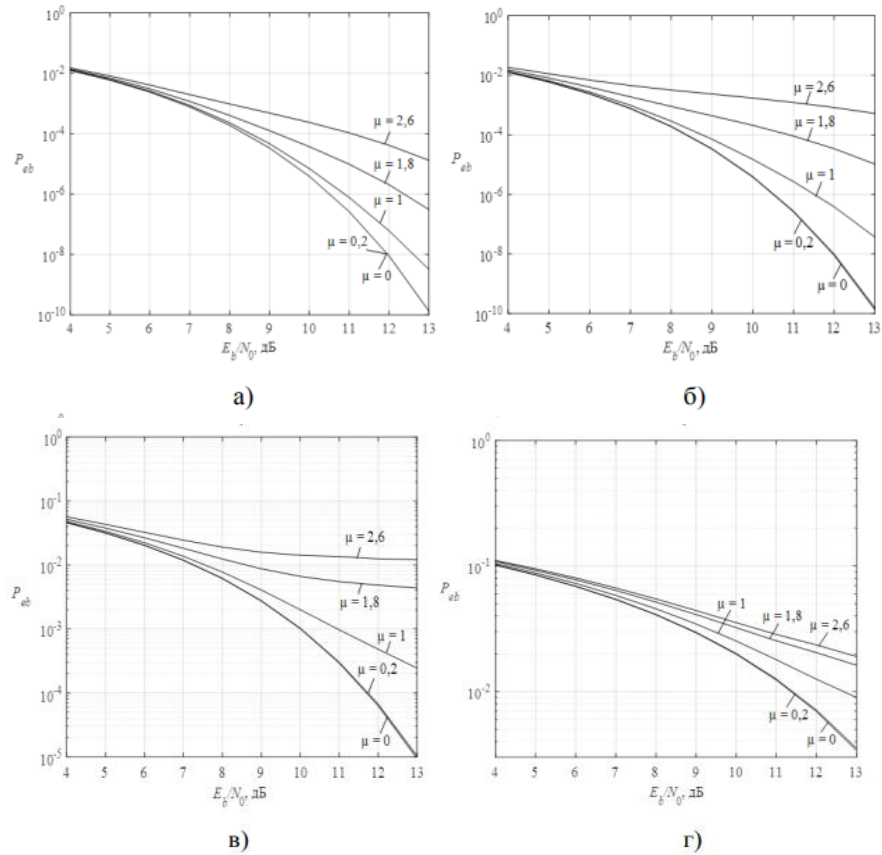


Рис.10. Залежність ймовірності помилки  $P_{eb}$  від ВСШ  $E_b / N_0$  для БФМ за наявності імпульсної завади;  $\lambda_1 T_s = 0,1$ ;  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,2$ : а) 2-ФМ; б) 4-ФМ; в) 8-ФМ; г) 16-ФМ

При моделюванні розглянуто два випадки: перший випадок для кожного виду сигналів БФМ при  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,2$ , другий випадок – при  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,5$ . Розрахунки показують, що для забезпечення ймовірності помилки  $P_{eb} = 10^{-4}$  для 2-ФМ за наявності імпульсної завади з інтенсивністю  $\mu = 1$  потрібно збільшення ВСШ всього на 0,1 дБ, якщо  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,2$  та на 2,5 дБ, якщо  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,5$ .

Для забезпечення ймовірності помилки  $P_{eb} = 10^{-3}$  для 8-ФМ за наявності імпульсної завади з інтенсивністю  $\mu = 1$  вже потрібне збільшення ВСШ на 1 дБ, якщо  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,2$  і більше на 6 дБ, якщо  $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,5$ . При малих інтенсивностях, наприклад,  $\mu = 0,2$ , завада здійснює слабкий вплив на завадостійкість приймача.

Результати дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності мультиплікативної завади, поданої в роботі в вигляді математичної моделі виду (10) подано на залежностях рис.11.

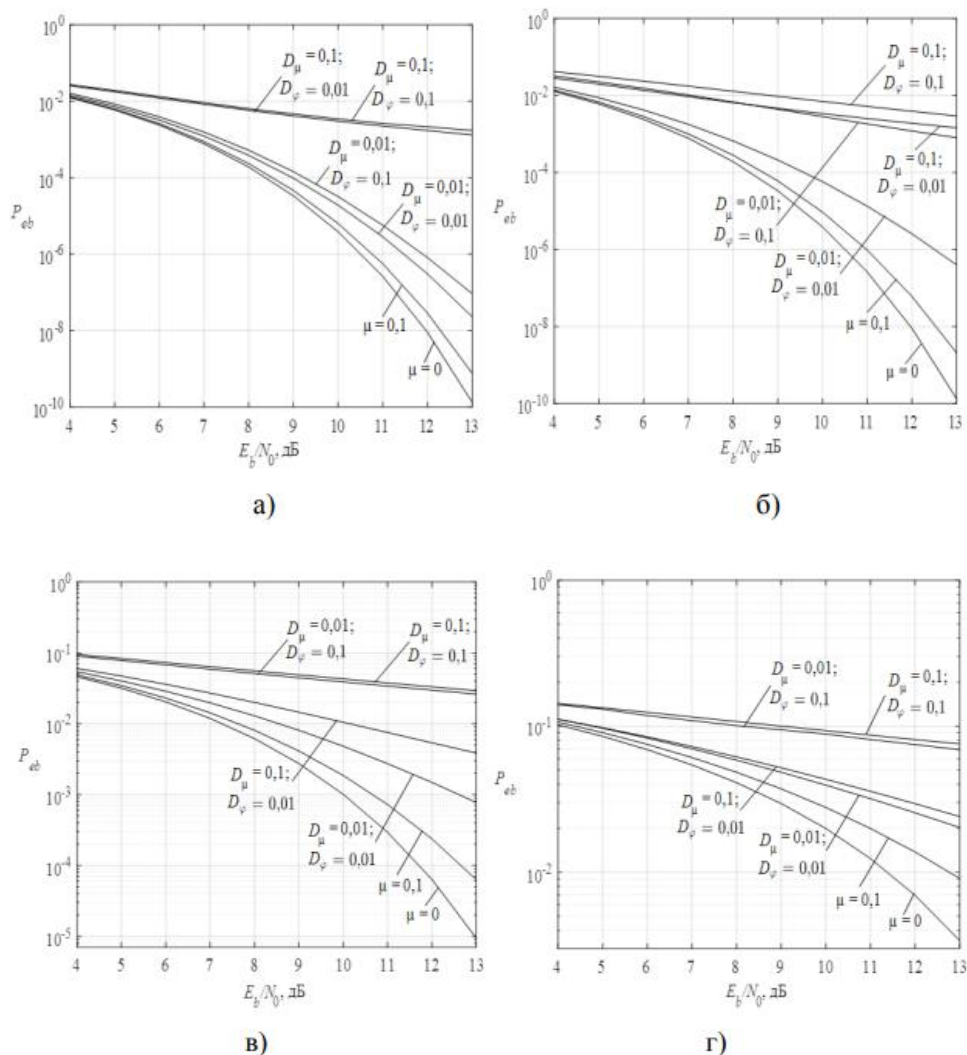


Рис. 11. Залежність ймовірності помилки  $P_{eb}$  від ВСШ  $E_b / N_0$  для БФМ за наявності мультиплікативної завади: а) 2-ФМ; б) 4-ФМ; в) 8-ФМ; г) 16-ФМ

Показано, що мультиплікативна завада з відносним середнім значенням 1, дисперсією амплітуди 0,01 та дисперсією фази 0,01 рад<sup>2</sup> для 2-ФМ та 4-ФМ дає при  $P_{eb} = 10^{-3}$  погіршення ВСШ від 0,3 до 1 дБ, а для 8-ФМ та 16-ФМ – 2,5 та 5 дБ, відповідно. При збільшенні дисперсії флуктуацій негативна дія мультиплікативної завади значно зростає.

У райсівському каналі на завадостійкість прийому сигналів з малою позиційністю ( $M < 8$ ) більш істотний вплив мають флуктуації амплітуди, ніж фази. При  $M > 8$  вплив фазових флуктуацій суттєво зростає.

У четвертому розділі проведено дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів БФМ при наявності нефлуктуаційних завад.

Для забезпечення стабільної роботи системи синхронізації автокореляційного демодулятора сигналів БФМ при наявності нефлуктуаційних завад в роботі проведено дослідження впливу фазової помилки системи синхронізації на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Подано модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Визначено, що за наявності похибки роботи системи ФАПЧ по фазі несучої частоти опорні сигнали у схемі когерентного прийому БФМ матимуть деяке фазове зміщення  $\varphi_{zm}$  щодо номінальних значень:



$$s_{0pi}(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_{зм}), \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t \in (0, T_s], i = 0, 1, \dots, M-1.$$

Інтеграл згортки в умовах появи фазового зміщення буде мати вигляд:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt. \quad (26)$$

Внесена відповідна корекція в модель розрахунку статистичних параметрів розподілу на виходах всіх кореляторів.

Модель середніх значень, взаємних моментів та дисперсії розподілів статистичних параметрів на виходах всіх кореляторів з врахуванням (1) подано в вигляді:

Середні значення  $m_0$  і  $m_i$  з врахуванням фазового зміщення визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned} m_0 &= \langle I_0 \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle x(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_{зм}) dt = \\ &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_{зм}) dt = \\ &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_{зм}) dt = \\ &= \frac{A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0 + \varphi_{зм}) dt + \frac{A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos \varphi_{зм} dt = \frac{2E_s}{N_0} \cos \varphi_{зм}. \\ m_i &= \langle I_i \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle x(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt = \\ &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + n(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt = \\ &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt = \\ &= \frac{A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos\left(2\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt + \frac{A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M} - \varphi_{зм}\right) dt = \frac{2E_s}{N_0} \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M} - \varphi_{зм}\right). \end{aligned}$$

Дисперсії визначаються виразами:

$$\begin{aligned} D_0 &= \langle I_0^2 \rangle - \langle I_0 \rangle^2 = \langle I_0^2 \rangle - m_0^2 = \\ &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{зм}) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0 + \varphi_{зм}) dt_1 dt_2 - m_0^2 = \\ &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle s_0(t_1)s_0(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{зм}) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0 + \varphi_{зм}) dt_1 dt_2 + \\ &+ \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{зм}) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0 + \varphi_{зм}) dt_1 dt_2 - m_0^2 = \\ &= m_0^2 + \frac{4A_0^2 N_0 T_s}{N_0^2 4} - m_0^2 = \frac{2E_s}{N_0}. \\ D_i &= \langle I_i^2 \rangle - \langle I_i \rangle^2 = \langle I_i^2 \rangle - m_i^2 = \\ &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \cos\left(\omega_0 t_1 + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt_1 dt_2 - m_i^2 = \end{aligned}$$

$$= m_i^2 + \frac{4A_0^2 N_0 T_s}{N_0^2} - m_i^2 = \frac{2E_s}{N_0}.$$

Змішані моменти:

$$\begin{aligned} M_{0-i} &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \\ &> \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{\text{см}}) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{\text{см}}\right) dt_1 dt_2 - m_0 m_i = \\ &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} s_0(t_1)s_0(t_2) \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{\text{см}}) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{\text{см}}\right) dt_1 dt_2 + \\ &+ \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{\text{см}}) \cos\left(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{\text{см}}\right) dt_1 dt_2 - m_0 m_i = \\ &= m_0 m_i + \frac{4A_0^2 N_0 T_s}{N_0^2} \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right) - m_0 m_i = \frac{2E_s}{N_0} \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right). \end{aligned}$$

Середні значення комбінації кореляційних каналів  $m_{0-i}$  визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned} m_{0-i} &= m_i - m_0 = \frac{2E_s}{N_0} \cos \varphi_{\text{зм}} - \frac{2E_s}{N_0} \cos\left(\frac{i2\pi}{M} + \varphi_{\text{зм}}\right) = \\ &= \frac{2E_s}{N_0} \left[ \cos \varphi_{\text{зм}} - \cos\left(\frac{i2\pi}{M} + \varphi_{\text{зм}}\right) \right] = \frac{4E_s}{N_0} \left[ \sin \frac{i\pi}{M} \sin\left(\varphi_{\text{зм}} + \frac{i\pi}{M}\right) \right], \end{aligned}$$

а сумарні дисперсії визначаються за формулою:

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} \left( 1 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right).$$

Умовні по параметру частоти зміщення ( $\varphi_{\text{см}}$ ) імовірності, обчислені за виразом:

$$p_i(I_0 > I_i)|_0 = 1 - \Phi \left\{ \frac{\frac{4E_s}{N_0} \left[ \sin \frac{i\pi}{M} \sin\left(\varphi_{\text{см}} + \frac{i\pi}{M}\right) \right]}{\sqrt{\frac{4E_s}{N_0} \left( 1 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right)}} \right\}. \quad (27)$$

Проведено розрахунки ймовірності бітових помилок при умові, що  $\varphi_{\text{зм}}$  була або постійною величиною (статична помилка), або динамічно змінювалася (випадкові флуктуації). Моделювання випадкових флуктуацій здійснювалося методом Монте-Карло та вважалося, що помилка оцінювання фази  $\varphi_{\text{зм}}$  є гаусівською випадковою величиною з нульовим середнім і дисперсією  $D_\varphi$  (рад<sup>2</sup>).

На рис. 12 представлені залежності бітрової помилки  $P_{eb}$  від відношення сигнал–шум (ВСШ)  $E_b / N_0$  при різних значеннях зміщення фази опорних коливачів для  $M = 2, 4, 8, 16$  та  $32$ .

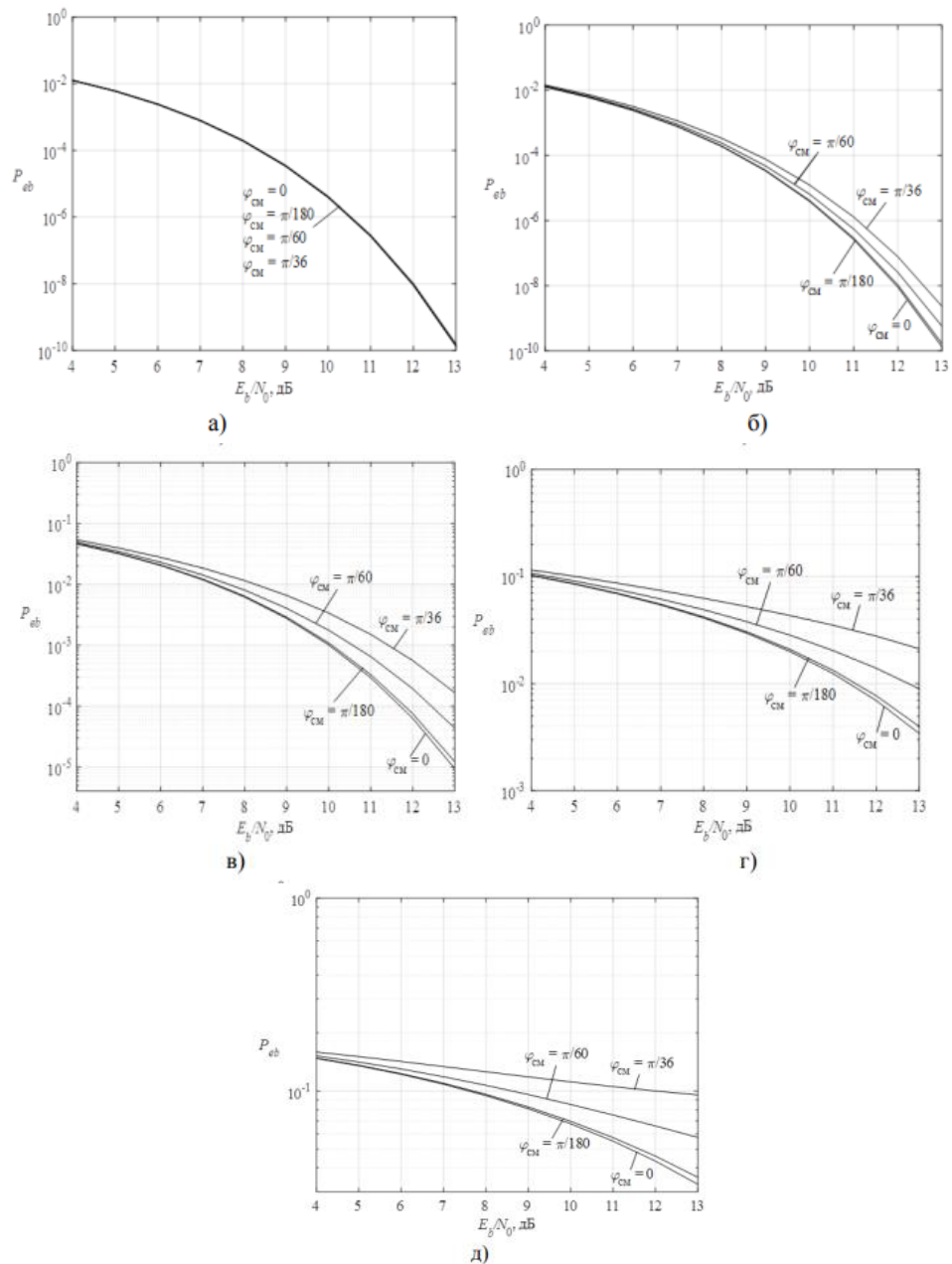


Рис. 12. Залежність ймовірності бітової помилки  $P_{eb}$  від ВСШ  $E_b / N_0$  при статичному зміщенні фази опорних коливань  $\varphi_{зм}$  для БФМ: а) 2-ФМ; б) 4-ФМ; в) 8-ФМ; г) 16-ФМ; д) 32-ФМ.

Аналіз залежностей, поданих на рис. 12 показав, що зі збільшенням позиційності сигналів БФМ вплив статичних та випадкових помилок оцінювання фази на ймовірність бітових помилок зростає.

Для 2-ФМ при  $P_{eb} = 10^{-3}$  статична помилка оцінювання фази  $\varphi_{зм} = \pi/36$  еквівалентна погіршенню ВСШ на 0,04 дБ, а 8-ФМ – вже на 1,4 дБ. Слід підкреслити, що при великих співвідношеннях ВСШ  $E_b / N_0$  навіть мала помилка оцінювання фази ( $\pi/180 - \pi/90$ ) призводить до суттєвого збільшення ймовірності бітових помилок у системах передачі даних, що використовують БФМ високого порядку. При випадкових флуктуаціях фази для сигналів з  $M \geq 4$ , коли дисперсія  $D_\varphi$  змінюється від 0 до 0,01, ймовірність помилки може бути змінена на один-два порядки.

В розділі розглянуто автокореляційний алгоритм прийому сигналів БФМ, що є менш ефективний з погляду завадостійкості, але простіший за схемною реалізацією. Прийнято, що

число можливих значень фаз посилок  $M$  для автокореляційного алгоритму прийому сигналів БФМ становить, як правило, 2, 4 або 8.

На рис. 13 подано схему квадратурного автокореляційного демодулятора для БФМ сигналів.

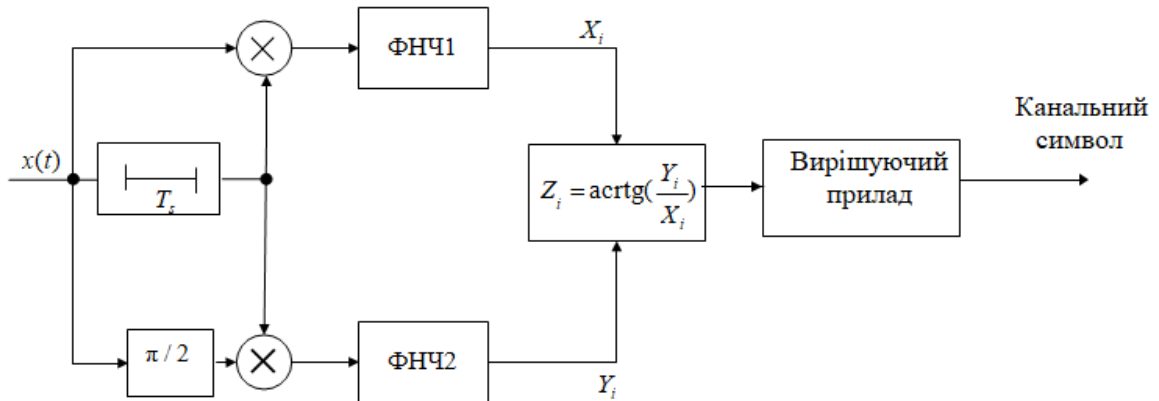


Рис. 13. Структурна схема автокореляційного демодулятора БФМ сигналів.

Подано удосконалений метод оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлуктаційних завад.

Проведено дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів БФМ для радіоканалу з релесевськими завмираннями та сумарною нефлуктаційною завадою.

Змодельовано повну ймовірність помилки для сигналу 2-ФМ

Вузькосмуговий процес прийому сигналу  $x(t)$  для цього випадку, після селективного фільтру  $\Phi$  на вході приймача (рис.13), налаштованого на несучу частоту, в роботі розкладено на квадратурні складові та подано наступним чином:

$$\begin{aligned}
 X_1(t) &= \beta A \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + \beta \mu A \cos[\omega_0 t + \Delta\omega_n t + \eta] + \xi(t) = \\
 &= \beta_c A \cos\omega_0 t \cos\varphi_1 - \beta_s A \sin\omega_0 t \sin\varphi_1 + \\
 &+ \beta_c \mu A \cos\omega_0 t \cos(\Delta\omega_n t + \eta) - \beta_s \mu A \sin\omega_0 t \sin(\Delta\omega_n t + \eta) + \\
 &+ \xi_c(t) \cos\omega_0 t - \xi_s(t) \sin\omega_0 t = \\
 &= (\beta_c A \cos\omega_0 t \cos\varphi_1 + \beta_c \mu A \cos\omega_0 t \cos(\Delta\omega_n t + \eta) + \xi_c(t) \cos\omega_0 t) + \\
 &+ [-\beta_s A \sin\omega_0 t \sin\varphi_1 - \beta_s \mu A \sin\omega_0 t \sin(\Delta\omega_n t + \eta) - \xi_s(t) \sin\omega_0 t] = y_1 + z_1; \\
 y_1 &= \beta_c A \cos\omega_0 t \cos\varphi_1 + \beta_c \mu A \cos\omega_0 t \cos\eta + \xi_c(t) \cos\omega_0 t, \\
 z_1 &= -\beta_s A \sin\omega_0 t \sin\varphi_1 - \beta_s \mu A \sin\omega_0 t \sin\eta - \xi_s(t) \sin\omega_0 t,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_2(t) &= \beta A \cos[\omega_0(t - T_s) + \varphi_2] + \beta \mu A \cos[\omega_0(t - T_s) + \eta] + \xi(t - T_s) = \\
 &= \beta_c A \cos[\omega_0(t - T_s)] \cos\varphi_2 - \beta_s A \sin[\omega_0(t - T_s)] \sin\varphi_2 + \\
 &+ \beta_c \mu A \cos[\omega_0(t - T_s)] \cos\eta - \beta_s \mu A \sin[\omega_0(t - T_s)] \sin\eta + \\
 &+ \xi_c(t - T_s) \cos\omega_0[\omega_0(t - T_s)] - \xi_s(t - T_s) \sin[\omega_0(t - T_s)] = \\
 &= \beta_c A \cos[\omega_0(t - T_s)] \cos\varphi_2 + \beta_c \mu A \cos[\omega_0(t - T_s)] \cos\eta + \xi_c(t - T_s) \cos[\omega_0(t - T_s)] + \\
 &+ [-\beta_s A \sin[\omega_0(t - T_s)] \sin\varphi_2 - \beta_s \mu A \sin[\omega_0(t - T_s)] \sin\eta - \xi_s(t - T_s) \sin[\omega_0(t - T_s)]] = \\
 &= y_1 + z_1;
 \end{aligned}$$

де  $\beta_c$ ,  $\beta_s$  і  $\xi_c(t)$ ,  $\xi_s(t)$  – квадратурні компоненти коефіцієнта  $\beta$  і огибаючої шумового коливання, що мають гаусівські розподіли.

Процес на другому вході перемножувача синфазного каналу АКД, що затриманий на тривалість канального символу, подано у вигляді:

$$\begin{aligned} y_2 &= \beta_c A \cos \omega_0 t \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A \cos \omega_0 t \cos \eta + \xi_c(t - T_s) \cos \omega_0 t \\ z_2 &= -\beta_s A \sin \omega_0 t \sin \varphi_2 - \beta_s \mu A \sin \omega_0 t \sin \eta - \xi_s(t - T_s) \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

Сигнал на виході ФНЧ1 синфазного каналу після фільтрації складової з частотою  $2\omega$  визначено як:

$$X_0(t) = LF[X_1(t) \cdot X_2(t)]|_{2\omega_0} = LF[(y_1 - z_1) \cdot (y_2 - z_2)]|_{2\omega_0} = r_1 r_2 + r_3 r_4,$$

де  $LF$  - оператор, що відповідає фільтру нижніх частот.

$$\begin{aligned} r_1 &= \beta_c A \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_s(t) \\ r_2 &= \beta_c A \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_s(t - T_s) \\ r_3 &= \beta_s A \cos \varphi_1 + \beta_s \mu A \cos \eta + \xi_s(t) \\ r_4 &= \beta_s A \cos \varphi_2 + \beta_s \mu A \cos \eta + \xi_s(t - T_s) \end{aligned}$$

Останній вираз в розділі подано в квадратичній формі:

$$4X_0(t) = p_1^2 + p_2^2 + p_3^2 + p_4^2,$$

Усі складові цього виразу гаусівські.

$$P_1 = (r_1 + r_2) = [\beta_c A (\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2) + 2\beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t) + \xi_c(t - T_s)],$$

Показана ймовірність помилкового прийому канального символу за умови, що передавалась комбінація символів з різницею фаз  $\Delta\varphi = \theta$ .

$$p[X_0(t) < 0] = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{R}{\sqrt{1 - S^2}} \right]. \quad (28)$$

Величини, що входять до (28), в роботі розраховуються наступним чином:

$$R = \frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}; \quad S = \frac{\langle r_1 r_4 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}.$$

Тут:

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \langle [\beta_c A \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t)]^2 \rangle = \\ &= \langle \left[ \begin{aligned} &(\beta_c A \cos \varphi_1)^2 + (\beta_c \mu A \cos \eta)^2 + (\xi_c(t))^2 + \\ &+ 2\beta_c A \cos \varphi_1 \beta_c \mu A \cos \eta + 2\beta_c A \cos \varphi_1 \xi_c(t) + \beta_c \mu A \cos \eta \xi_c(t) \end{aligned} \right] \rangle = \\ &= \sigma^2 \cos^2 \varphi_1 + \sigma^2 \mu^2 \cos^2 \eta + \sigma_\xi^2 + 2\sigma^2 \mu \cos \varphi_1 \cos \eta = \\ &= \sigma^2 (\cos \varphi_1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2, \\ \langle r_2^2 \rangle &= \langle [\beta_c A \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t - T_s)]^2 \rangle = \\ &= \langle \left[ \begin{aligned} &(\beta_c A \cos \varphi_2)^2 + (\beta_c \mu A \cos \eta)^2 + (\xi_c(t - T_s))^2 + \\ &+ 2\beta_c A \cos \varphi_2 \beta_c \mu A \cos \eta + 2\beta_c A \cos \varphi_2 \xi_c(t - T_s) + \beta_c \mu A \cos \eta \xi_c(t - T_s) \end{aligned} \right] \rangle = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sigma^2 \cos^2 \varphi_2 + \sigma^2 \mu^2 \cos^2 \eta + \sigma_{\xi}^2 + 2\sigma^2 \mu \cos \varphi_2 \cos \eta = \\
&= \sigma^2 (\cos \varphi_2 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_{\xi}^2, \\
\langle r_1 r_2 \rangle &= \langle [\beta_c A_0 \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_c(t)] [\beta_c A_0 \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_c(t - T_s)] \rangle = \\
&= \left\langle \left[ \begin{aligned} &\beta_c A_0 \cos \varphi_1 \beta_c A_0 \cos \varphi_2 + \beta_c A_0 \cos \varphi_2 \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_c(t) \beta_c A_0 \cos \varphi_2 + \beta_c A_0 \cos \varphi_1 \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \\ &+ (\beta_c \mu A_0 \cos \eta)^2 + \beta_c \mu A_0 \cos \eta \xi_c(t) + \beta_c A_0 \cos \varphi_1 \xi_c(t - T_s) + \beta_c \mu A_0 \cos \eta \xi_c(t - T_s) + \\ &+ \xi_c(t) \xi_c(t - T_s) \end{aligned} \right] \right\rangle = \\
&= \sigma^2 \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 + \sigma^2 \mu \cos \varphi_2 \cos \eta + \sigma^2 \mu \cos \varphi_1 \cos \eta + \sigma^2 \mu^2 \cos^2 \eta = \\
&= \sigma^2 (\cos \varphi_1 \cos \varphi_2 + \mu (\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta), \\
\langle r_1 r_4 \rangle &= \langle [\beta_c A_0 \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_c(t)] [\beta_s A_0 \sin \varphi_2 + \beta_s \mu A_0 \sin \eta + \xi_s(t - T_s)] \rangle = \\
&= \left\langle \left[ \begin{aligned} &\beta_c A_0 \cos \varphi_1 \beta_s A_0 \sin \varphi_2 + \beta_s A_0 \sin \varphi_2 \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_c(t) \beta_s A_0 \sin \varphi_2 + \beta_c A_0 \cos \varphi_1 \beta_s \mu A_0 \sin \eta + \\ &+ \beta_c \mu A_0 \cos \eta \beta_s \mu A_0 \sin \eta + \beta_c \mu A_0 \cos \eta \xi_s(t - T_s) + \beta_c A_0 \cos \varphi_1 \xi_s(t - T_s) + \beta_c \mu A_0 \cos \eta \xi_s(t - T_s) + \\ &+ \xi_c(t) \xi_s(t - T_s) \end{aligned} \right] \right\rangle = 0.
\end{aligned}$$

Остання рівність означає, що  $S = 0$  і

$$\begin{aligned}
R &= \frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}; S = 0; \\
p[X_0(t) < 0] &= \frac{1}{2}(1 - R).
\end{aligned}$$

Ймовірність помилки  $p[X_0(t) < 0]$  в роботі оцінюється для випадків:

1.  $\varphi_1 = 0$  і  $\varphi_2 = 0$ .
2.  $\varphi_1 = \pi$  і  $\varphi_2 = \pi$ .
3.  $\varphi_1 = 0$  і  $\varphi_2 = \pi$ .
4.  $\varphi_1 = \pi$  і  $\varphi_2 = 0$ .

Результати розрахунків часткових ймовірностей символної і бітової помилок при різних комбінаціях фаз сигналів зведені у табл. 1.

Таблиця 1. Окремі ймовірності помилки при  $M = 2$

Комбінації фаз $\varphi_1, \varphi_2$	Ймовірність помилки	Параметри
$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = 0$	$P_{e1} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{c_1 q + 1} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = \pi$	$P_{e2} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{c_2 q + 1} \right)$	$c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$ $\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = 0$	$P_{e4} = P_{e3} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$

Повна ймовірність символної (бітової) помилки при  $M = 2$  в роботі подано у вигляді:

$$P_{ef2} = \frac{1}{4}(P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4}) = \frac{1}{4} \left( \frac{0,5}{c_1 q + 1} + \frac{0,5}{c_2 q + 1} + 1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right). \quad (29)$$

Без гармонічної завади при  $\mu = 0$  та при умові:  $c_1 = c_2 = \mathbf{1}$ , вираз (29) в розділі зведено до:

$$P_{efz} = \frac{\mathbf{1}}{2q + \mathbf{1}}.$$

Розрахунок повної ймовірності помилки 4-ФМ.

Змодельовано повну ймовірності помилки для сигналу 4-ФМ

Прийнято, що при  $M = 4$  обробка сигналу проводиться в синфазному (СК) та квадратурному (КК) каналах, і обчислюється фазовий кут сигнального вектора на комплексній площині  $Z = \arctg\left(\frac{Y}{X}\right)$ .

Прийнята в роботі схема Рис.13, відповідає найбільш поширеній системі формування сигналу зі зсувом сигнального сузір'я на  $\pi/4$ . Тому ймовірність помилкового прийому символу  $P_e$  подано через ймовірність правильного прийому  $P_{пн}$  – ймовірність попадання у відповідний квадрант комплексної площини  $XU$ , а саме:

- для  $\Delta\varphi = \pi/4$  – 1 квадрант (синфазний канал  $X > 0$ , квадратурний –  $Y > 0$ );
- для  $\Delta\varphi = 3\pi/4$  – 2 квадрант (синфазний канал  $X < 0$ , квадратурний –  $Y > 0$ );
- для  $\Delta\varphi = 5\pi/4$  – 3 квадрант (синфазний канал  $X < 0$ , квадратурний –  $Y < 0$ );
- для  $\Delta\varphi = 7\pi/4$  – 4 квадрант (синфазний канал  $X > 0$ , квадратурний –  $Y < 0$ );

$$P_e = 1 - P_{пнX} P_{пнY}. \quad (30)$$

Для встановлених випадків прийому символу у відповідний канал розроблено наступні вирази розрахунку ймовірності правильного прийому.

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку  $\Delta\varphi = \pi/4$ :  $\varphi_1 = \pi/4$  і  $\varphi_2 = 0$ .

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 \left( \cos \frac{\pi}{4} + \mu \cos \eta \right)^2 + c_{\xi}^2 = m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2; m_1 = \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2, \\ \langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + c_{\xi}^2 = m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2; m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2, \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left( \cos \frac{\pi}{4} + \mu \left( \cos \frac{\pi}{4} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_3 \sigma^2, \\ m_3 &= \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta, \\ R_1 &= \frac{m_3 \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2)(m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2)}} = \frac{\sqrt{m_1 m_2} \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2)(m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2)}}; q = \frac{\sigma^2}{c_{\xi}^2}; \\ P_{пн} &= \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{m_3 \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2)(m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2} q}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 + R_1) \\ &= P_{пн1}. \end{aligned}$$

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку:

$$\Delta\varphi = 7\pi/4 (-\pi/4): \varphi_1 = 7\pi/4 \text{ і } \varphi_2 = 0.$$

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 \left( \frac{\sqrt{2}}{2} - \mu \cos \eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_1 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_3 \sigma^2, \\ R_1 &= \frac{m_3 \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{nn}} &= \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{m_3 \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2} q}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 + R_1) \\ &= P_{\text{nn1}}. \end{aligned}$$

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку:

$$\Delta\varphi = 3\pi/4: \quad \varphi_1 = 3\pi/4 \text{ і } \varphi_2 = 0.$$

При цьому

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_5 \sigma^2, \\ R_2 &= \frac{m_5 \sigma^2}{\sqrt{(m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{nn}} &= \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{m_5 \sigma^2}{\sqrt{(m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{m_5 q}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 - R_2) \\ &= P_{\text{nn2}}. \end{aligned}$$

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку:

$$\Delta\varphi = 5\pi/4: \quad \varphi_1 = 5\pi/4 \text{ і } \varphi_2 = 0.$$

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_5 \sigma^2, \\ R_2 &= \frac{m_5 \sigma^2}{\sqrt{(m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2}; \end{aligned}$$



$$P_{\text{пн}} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{m_5 \sigma^2}{\sqrt{(m_4 \sigma^2 + \sigma_{\xi}^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_{\xi}^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{m_5 q}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 - R_2)$$

$= P_{\text{пн}2}$ .

При розробці виразів ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для квадратурного каналу (рис. 13) враховано фазовий зсув, що вноситься фазообертачем  $(-\pi/2)$ .

Ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для  $\Delta\varphi = 5\pi/4$  та  $\Delta\varphi = 7\pi/4$ ,

$$p[Y_0(t) < 0] = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{R}{\sqrt{1-S^2}} \right],$$

Ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для випадку:

$$\Delta\varphi = \pi/4 \text{ і } \Delta\varphi = 3\pi/4.$$

$$p[Y_0(t) > 0] = 1 - p[Y_0(t) < 0] = 1 - \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{R}{\sqrt{1-S^2}} \right] = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{R}{\sqrt{1-S^2}},$$

$$R = \frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}; S = \frac{\langle r_1 r_4 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}$$

Розрахунку ймовірності помилки при  $M = 4$  подано в Табл. 2.

Таблиця 2. Розрахунок ймовірності помилки при  $M = 4$

Різниця фаз посилок $\Delta\varphi$	Канал	$R$	$P_{\text{пн}}$	$P_e$
$\pi/4$	СК	$R_1$	$0,5(1+R_1)$	$1-0,25(1+R_1)(1+R_4)$
	КК	$R_4$	$0,5(1+R_4)$	
$3\pi/4$	СК	$R_2$	$0,5(1-R_2)$	$1-0,25(1-R_2)(1+R_4)$
	КК	$R_4$	$0,5(1+R_4)$	
$5\pi/4$	СК	$R_2$	$0,5(1-R_2)$	$1-0,25(1-R_2)(1-R_3)$
	КК	$R_3$	$0,5(1-R_3)$	
$7\pi/4$	СК	$R_1$	$0,5(1+R_1)$	$1-0,25(1+R_1)(1-R_3)$
	КК	$R_3$	$0,5(1-R_3)$	

Результати розрахунків окремих ймовірностей символної помилки при різних значеннях різниць фаз посилок зведені у Табл. 3.

Повна ймовірність символної помилки при  $M = 4$  дорівнює

$$P_{ef4} = \frac{1}{4} (P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4}) \quad (31)$$

У загальному випадку аналітичний запис для випадку без нефлуктаційної завади при  $\mu = 0$  подано виразом:

$$P_{ef4} = 1 - \frac{1}{4} \left( 1 + \frac{q}{\sqrt{(q+2)(q+1)}} \right)^2 \quad (32)$$

На Рис.14. показана залежність ймовірності символної помилки від ВСШ у радіоканалі з релеївськими завмираннями та гармонічною завадою.

Таблиця 3. Окремі ймовірності помилки при  $M = 4$ .

Різниця фаз посилок $\Delta\varphi$	Канал	РПП	Параметри	Ймовірність помилки
$\pi/4$	СК	$P_{\text{пнх1}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2} q}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_1 = \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$ $m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$	$P_{e1} = 1 - P_{\text{пнх1}} P_{\text{пнy1}}$
	КК	$P_{\text{пнy1}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_8 = \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	
$3\pi/4$	СК	$P_{\text{пнх2}} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\sqrt{m_4 m_2} q}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $m_8 = \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	$P_{e2} = 1 - P_{\text{пнх2}} P_{\text{пнy2}}$
	КК	$P_{\text{пнy2}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_4 = \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$	
$5\pi/4$	СК	$P_{\text{пнх3}} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\sqrt{m_4 m_2} q}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $m_4 = \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$	$P_{e3} = 1 - P_{\text{пнх3}} P_{\text{пнy3}}$
	КК	$P_{\text{пнy3}} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_6 = \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	
$7\pi/4$	СК	$P_{\text{пнх4}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2} q}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_1 = \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$ $m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$	$P_{e4} = 1 - P_{\text{пнх4}} P_{\text{пнy4}}$
	КК	$P_{\text{пнy3}} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\sqrt{m_6 m_2} q}{\sqrt{(m_6 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_6 = \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	

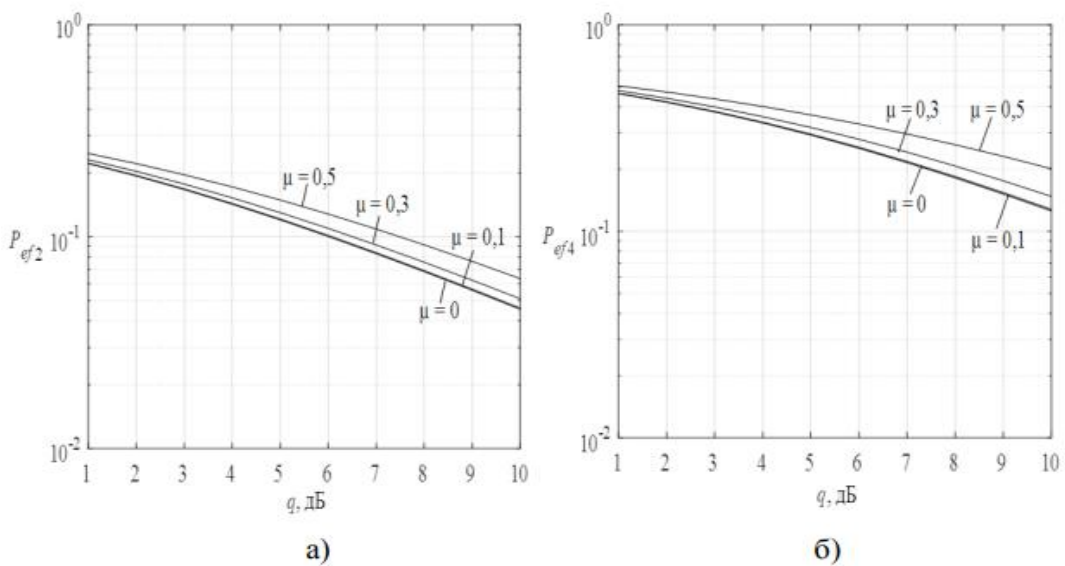


Рис. 14. Залежність ймовірності символної помилки від ВСШ у радіоканалі з релеївськими завмираннями та гармонічною завадою а) для  $M = 2$ , б) для  $M = 4$ .

Показано, що нефлуктаційна завада з малими інтенсивностями  $\mu = 0,1$  і  $\mu = 0,3$  практично не позначається на завадостійкості демодулятора, і в цьому випадку домінуючий вплив здійснюють релесевські завмирання. Якщо  $\mu = 0,5$ , то для  $P_{ef} = 10^{-1}$  додаткові енергетичні втрати за рахунок гармонічної завади становлять вже близько 1,5 дБ ( $M = 2$ ) і близько 3 дБ ( $M = 4$ ) порівняно з випадком, коли відсутня така завада.

## ВИСНОВКИ

1. В роботі розглянуті питання оцінки впливу нефлуктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Визначено, що забезпечення високо рівня завадостійкості в умовах впливу флуктуаційних завад та подальша наукова робота щодо підвищення ефективності передачі дискретних даних формують нове актуальне наукове завдання щодо підвищення завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

2. Встановлено, що основними видами нефлуктуаційних завад, які можуть чинити вплив на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією є наступні: гармонічна завада, хаотична імпульсна завада, мультиплікативна завада.

3. З метою зменшення впливу на завадостійкість вхідного сигналу на базі сигналів з БФМ запропонована відповідна методологія оцінки впливу нефлуктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

4. Набув подальшого розвитку метод оцінки завадостійкості когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, який, на відміну від існуючих, дозволяє оцінити завадостійкість когерентного прийому в умовах впливу нефлуктаційних завад.

3. Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності гармонічної нефлуктуаційної завади показали, що із збільшенням позиційності сигналу вплив гармонічної завади для сигналів з позиційністю  $M = 2$  або  $M = 4$  практично не збільшує величину бітової помилки. При великій інтенсивності ( $\mu \geq 0,5$ ) прицільні гармонічні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів БФМ.

Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності імпульсної нефлуктуаційної завади показали, що для забезпечення прийнятого рівня ймовірності символної помилки  $P=0.001$  за наявності імпульсної завади з інтенсивністю 1.0 в залежності від відносного значення тактового інтервалу потрібне збільшення ВСП від 1 до 6 дБ. При малих інтенсивностях, до  $\mu = 0,2$ , імпульсна завада здійснює слабкий вплив на завадостійкість приймача.

Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності мультиплікативної нефлуктуаційної завади показали, що завада з відносним середнім значенням інтенсивності  $\mu = 0,1$ , дисперсією амплітуди 0,01 та дисперсією фази  $0,01 \text{ рад}^2$  при ймовірності бітової помилки 0,001, для сигналів з позиційністю 2-ФМ та 4-ФМ дає погіршення співвідношення сигнал/шум від 0,3 до 1 дБ. Для сигналів з позиційністю 8-ФМ та 16-ФМ це погіршення може становити від 2,5 до 5 дБ, відповідно.

6. Удосконалено метод оцінки впливу похибки системи синхронізації на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, який дозволяє встановити похибку системи синхронізації при наявності в каналі прийому даних нефлуктаційних завад та оцінити її вплив на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу.

5. Результати оцінки імовірнісних характеристик появи бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності фазової помилки когерентного демодулятора показали, що при великих співвідношеннях сигнал-шум незначна помилка оцінювання фази, від  $\pi/180$  до  $\pi/90$ , приводить до значного збільшення ймовірності бітових помилок. При випадкових флуктуаціях фази для сигналів з  $M \geq 4$ , коли дисперсія помилки змінюється від 0 до 0,01, ймовірність помилки може зрости на один-два порядки.

Отримані результати дозволяють прийти до висновку, що під час прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією допустиме значення похибки оцінки фази несучої залежить від позиційності  $M$  і змінюється від  $\pi/36 - \pi/72$  для сигналів з позиційністю 2-ФМ до  $\pi/180$  для 32-ФМ.

7. Набув подальшого розвитку метод оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлюктуаційних завад, який, на відміну від існуючих, дозволяє здійснити оцінку завадостійкості окремо для синфазних та квадратурних каналів та визначити шляхи її підвищення у мовах впливу нефлюктуаційних завад.

8. Оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуаційних завад показала, що нефлюктуаційна завада з малою інтенсивністю  $\mu = 0,1$  до  $0,3$  практично не позначається на завадостійкості демодулятора, а домінуючий вплив здійснюють релієвські замирання. Якщо інтенсивність завади зростає до значень більш  $\mu = 0,5$  то для сумарної ймовірності символної помилки в значенні  $0,01$  додаткові енергетичні втрати за рахунок нефлюктуаційної завади становлять вже близько 3 дБ в порівняно з випадком, коли відсутня така завада.

Нефлюктуаційна завада може досить сильно погіршувати завадостійкість автокореляційного демодулятора сигналів БФМ в каналі без релієвських замирань, особливо при зі збільшенням позиційності сигналів. Зі збільшенням інтенсивності завади до значення на 50 відсотків при значеннях ВСШ до 10 дБ ймовірність символної помилки може погіршитись на два порядки.

9. Отримані в дисертаційній роботі результати носять самостійне, вагоме значення і можуть бути використані при створенні перспективних радіотехнічних пристроїв когерентного та автокореляційного прийому дискретних сигналів, спроможних реалізувати підвищенні значення завадостійкості вхідних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлюктуаційних завад.

## ПУБЛІКАЦІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

### *Статі в виданнях категорії «Б»*

1. Туровський О. Л., Мелешко Т. В., Дробик В. О. Методологія оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. *Зв'язок*. №5 (159), С. 29-34, 2022. <https://doi.org/10.31673/2412-9070.2022.053439>

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

3. Швець В., Мелешко Т. Оцінка завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуаційних завад. *Measuring and computing devices in technological processes*, (2), С.167–178, 2023. <https://doi.org/10.31891/2419-9365-2023-74-21>

4. Жукова О. Р., Мелешко Т. В. Оперативне прогнозування оптимальних робочих частот для дальнього радіозв'язку за умов впливу нефлюктуаційних завад. *Зв'язок*. №4 (164), С. 13-19, 2023. <https://doi.org/10.31673/2412-9070.2023.043040>

5. Туровський О., Мелешко Т. Оцінка впливу мультиплікативної завади на ймовірність бітової помилки когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. *Вісник Хмельницького національного університету*. №4(323), С.318-324, 2023. <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-323-4-318-324>

### *Науково-практичні конференції*

6. Швець В. А., Мелешко Т. В. Заходи захисту навігаційної інформації в мережевих супутникових системах. *ITSec: Безпека інформаційних технологій: IX міжнародна науково-*

технічна конференція, 22-27 березня 2019 р. К.: НАУ, 2019. С. 34–35.  
<http://er.nau.edu.ua:8080/handle/NAU/38556>

7. Швець В. А., Мелешко Т. В. Методика оцінки рівня електричного поля небезпечних сигналів в заходах захисту інформації глобальних навігаційних супутникових систем. *International Trends in Science and Technology: Proceedings of the XXII International Scientific and Practical Conference*, February 28, 2020, Warsaw, Poland. RS Global Sp. z O.O. Scholarly Publisher. Warsaw, Poland 2020. С. 36–40. <http://er.nau.edu.ua/handle/NAU/41954>

8. Сорокун А., Мелешко Т. Перспективи зменшення впливу направлених кібератак методами підвищення завадостійкості сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. *Кібербезпека та програмна інженерія: тези доп. Міжнародної науково-технічної конференції «AVIA-2023»*, Україна, Київ, 18-20 квітня 2023 р. МОІН України, Київ, НАУ, ФКПІ, 2023. С. 234-237. <https://conference.nau.edu.ua/index.php/AVIA/AVIA2023/paper/view/9749>

## АНОТАЦІЯ

**Мелешко Т.В. методика оцінки завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.** – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій». – Національний авіаційний університет, Київ, 2024.

У дисертаційній роботі вирішується актуальне науково-технічне завдання щодо підвищення завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

У процесі теоретичних досліджень і моделювання у дисертаційній роботі одержані наступні нові наукові результати. Набув подальшого розвитку метод оцінки завадостійкості когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Вказаний метод, на відміну від існуючих, дозволяє оцінити завадостійкість когерентного прийому в умовах впливу нефлуктаційних завад. Удосконалено метод оцінки впливу похибки системи синхронізації на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. Поданий метод дозволяє встановити похибку системи синхронізації в умовах впливу нефлуктаційних завад та оцінити її вплив на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу. Набув подальшого розвитку метод оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлуктаційних завад. Поданий метод, на відміну від існуючих, дозволяє здійснити оцінку завадостійкості окремо для синфазних та квадратурних каналів та визначити шляхи її підвищення у мовах впливу нефлуктаційних завад.

Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення телекомунікаційних систем полягає у тому, що запропоновані в дисертаційній роботі методи у поєднанні з алгоритмами їх застосування забезпечують підвищення завадостійкості дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

Отримані в дисертаційній роботі результати носять самостійне, вагоме значення і можуть бути використані при створенні перспективних радіотехнічних пристроїв когерентного та автокореляційного прийому дискретних сигналів, спроможних реалізувати підвищенні значення завадостійкості вхідних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

**ABSTRACT**

**Meleshko T.V.** A method of assessing the interference immunity of discrete signal reception with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuation interference. - On the rights of the manuscript.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Candidate of Technical Sciences in the specialty 05.12.13 - "Radio-technical devices and means of telecommunications". – National Aviation University, Kyiv, 2024.

In the dissertation work, an actual scientific and technical task is solved in order to improve the noise immunity of discrete signals with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuation noise.

In the process of theoretical research and modeling, the following new scientific results were obtained in the dissertation work. The method of assessing the immunity to interference of coherent reception of a discrete signal with multi-position phase shift keying has gained further development. This method, unlike the existing ones, allows you to evaluate the immunity to interference of coherent reception under the influence of non-fluctuational interference. For the first time, a model for evaluating the influence of the synchronization system error on the interference immunity of coherent reception of a discrete signal with multi-position phase shift keying has been developed. The presented model makes it possible to establish the error of the synchronization system under the influence of non-fluctuation interference and to estimate its effect on the interference immunity of coherent reception of a discrete signal. The methodology for evaluating the immunity to interference of the autocorrelation signal demodulator with multi-position phase shift keying in the presence of non-fluctuating interference has been improved. The improved technique, in contrast to the existing ones, allows to evaluate immunity to interference separately for in-phase and quadrature channels and to determine the ways of its improvement in languages affected by non-fluctuational interference.

The practical significance of the obtained results in the field of development and creation of telecommunication systems is that the methods proposed in the dissertation, in combination with the algorithms for their application, ensure an increase in immunity to coherent reception of discrete signals with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuational interference.

The results obtained in the dissertation are of independent, significant value and can be used in the creation of promising radio engineering devices for autocorrelation reception of discrete signals, capable of realizing increased immunity values of input signals with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuating interference.