

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

МЕЛЕШКО ТЕТЯНА ВІКТОРІВНА

УДК 517.518.34

ДИСЕРТАЦІЯ

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

05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій»

Технічні науки
(галузь знань)

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук.

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

_____ Тетяна МЕЛЕШКО
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник

Швець Валеріан Анатолійович,
кандидат технічних наук, доцент

Київ – 2024

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 підвищення завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

В роботі було поставлено і вирішено такі завдання:

- проведено аналіз процесів прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією та особливостей формування впливу на їх завадостійкість нефлуктаційних завад та збурень.

- розроблено метод оцінки завадостійкості когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад;

- розроблено модель та на її основі метод оцінки впливу похибки системи синхронізації на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад;

- розроблено метод оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

- проведено оцінку 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.

У дисертаційній роботі нові наукові результати й висновки отримані на єдиній методологічній основі математичного аналізу й синтезу складних технічних систем. Використовувалися сучасні і класичні методи теорії сигналів і систем, методи спектральної теорії, методи теорії інваріантності, методи математичного й системного аналізу, методи теорії зв'язку, теорії ймовірності і математичної статистики. Вірогідність наукових результатів, висновків та рекомендацій, викладених у дисертаційній роботі, обґрунтовано коректним використанням математичного апарату та моделюванням на ЕОМ.

У процесі теоретичних досліджень і моделювання у дисертаційній роботі одержані наступні нові наукові результати, а саме. 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 когерентного та автокореляційного

прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлюктуаційних 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 завадостійкість 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 завадостійкість 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 завадостійкість 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 рад² 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 імовірності 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.

6. Оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлуктаційних завад показала, що нефлуктаційна завада з малою інтенсивністю $\mu = 0,1$ до $0,3$ практично не позначається на завадостійкості демодулятора, а домінуючий вплив здійснюють релеївські завмирання. 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 нефлуктаційної завади становлять вже близько 3 дБ в порівняно з випадком, коли відсутня така завада.

7. Нефлуктаційна завада може досить сильно погіршувати завадостійкість автокореляційного демодулятора сигналів БФМ в каналі без релеєвських 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.

Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків.

У вступі наведена загальна характеристика роботи, сформована наукова проблема, вирішенню якої присвячене дослідження, обґрунтовано актуальність теми досліджень, сформульована мета та задачі досліджень, розкритий зв'язок роботи з науковими планами та програмами, показана наукова новизна та практична цінність отриманих результатів, відзначений особистий внесок автора, наведені дані про апробацію та практичне впровадження, публікації та структуру роботи.

У першому розділі, на основі опрацьованих літературних джерел проведено аналіз характеристик сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією та особливості завадостійкості їх прийому в умовах дії різних завад та збурень. На основі аналізу енергетичних і спектральних характеристик сигналів з БФМ сформульовано переваги і особливості їх використання в сучасних системах передачі даних. Описано методи формування та прийому сигналів з БФМ що є оптимальними за критерієм максимальної правдоподібності.

У другому розділі визначено перелік нефлуктаційних завад, що можуть сформуватись під дією умов і факторів, в яких функціонує телекомунікаційна мережа передачі даних на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією. На основі аналізу поведінки типових видів завад, виділено моделі основних завад, співмірних з корисним сигналом. Подано їх математичні моделі та запропоновано алгоритм для виявлення імпульсних завад на основі моделі лінійного прогнозування сигналу з використанням двовагової функції оцінки рівня помилки.

У третьому розділі розроблено та подано моделі та на їх основі метод оцінки завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ при наявності нефлуктуаційних завад. Подані моделі дозволяють встановити значення ймовірності бітової та символної помилки дискретного сигналу з сигналів з багатофазовою маніпуляцією від співвідношення сигнал шум для імпульсної, гармонійної та мультиплікативної завади при різних значеннях параметрів механізмів їх формування.

Четвертий розділ присвячено проведенню дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів БФМ при наявності нефлюктуційних завад. Для забезпечення стабільної роботи системи синхронізації автокореляційного демодулятора сигналів БФМ при наявності нефлюктуційних 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 $\varphi_{зм}$ щодо номінальних значень.

Ключові слова: когерентний прийом, дискретні сигнали, багатопозиційна фазова маніпуляція, завадостійкість, нефлюктуційні завади, ймовірність бітової помилки, ймовірність символної помилки.

ANNOTATION

Meleshko T.V. Methodology for assessing the interference immunity of discrete signal reception with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuating 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.

The following tasks were set and solved in the work:

- the analysis of conditions and factors that can form non-fluctuating disturbances and their impact on telecommunication data transmission networks based on signals with multi-position phase shift keying was carried out.

- a list of non-fluctuating disturbances that can be formed under the influence of certain conditions and factors in which the telecommunication network of data transmission based on signals with multi-position phase shift keying functions is defined.

- developed partial models and a generalized method of evaluating the interference immunity of telecommunication data transmission networks based on signals with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuational interference.

- the impact of non-fluctuation interference on the effectiveness and immunity of coherent reception of signals based on signals with multi-position phase shift keying was evaluated.

The object of research is the process of receiving discrete signals with multi-position phase shift keying.

The subject of the research is immunity to reception of discrete signals with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuating interference.

In the dissertation work, new scientific results and conclusions are obtained on a single methodological basis of mathematical analysis and synthesis of complex technical systems. Modern and classical methods of signal and system theory, methods of spectral theory, methods of invariance theory, methods of mathematical and system analysis, methods of communication theory, probability theory and mathematical statistics were used. The plausibility of scientific results, conclusions and recommendations presented in the dissertation is substantiated by the correct use of mathematical apparatus and computer simulation.

In the process of theoretical research and modeling in the dissertation, the following new scientific results were obtained, namely: the method of assessing the interference immunity of coherent reception of a discrete signal with multi-

position phase shift keying, which, unlike the existing ones, allows you to evaluate the immunity of coherent reception under the influence of non-fluctuation interference, was further developed ; for the first time, a model was developed for assessing the effect of the synchronization system error on the immunity to interference of coherent reception of a discrete signal with multi-position phase shift keying, which allows to establish the error of the synchronization system under the influence of non-fluctuational disturbances and to evaluate its effect on the immunity to interference of coherent reception of a discrete signal; the method of assessing the immunity to interference of the autocorrelation demodulator of the signal with multi-position phase shift keying in the presence of non-fluctuation interference has been improved, which, unlike the existing ones, allows to evaluate the immunity separately for in-phase and quadrature channels and to determine the ways of its increase in the languages affected by non-fluctuation 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, provide increased immunity to coherent reception of discrete signals with multi-position phase shift keying under the influence of non-fluctuational interference.

1. It has been established that the main types of non-fluctuating interference that can affect the immunity of reception of discrete signals with multi-position phase shift keying are the following: harmonic interference, chaotic impulse interference, multiplicative interference.

2. A model for assessing the immunity to interference of coherent reception of signals with multi-position phase shift keying in the presence of non-fluctuating interference is presented, based on the probabilistic characteristics of the appearance of symbol and bit errors of a signal with multi-position phase modulation relative to the accepted level of harmonic non-fluctuating interference for different values of the signal-to-noise ratio at the input of the coherent receiver.

3. The results of evaluating the immunity to coherent reception of signals with multi-positional phase shift keying in the presence of harmonic non-

fluctuating interference showed that with increasing positionality of the signal, the influence of harmonic interference for $M = 2$ or $M = 4$ practically does not increase the amount of bit error. When the positionality increases to $M = 16$ or $M = 32$, the probability of a bit error and, accordingly, a decrease in the immunity of the signal with multi-positional phase shift keying, becomes noticeable.

4. The results of evaluating the probability of a bit error of coherent reception of signals with multi-position phase shift keying in the presence of multiplicative interference in the input signal showed the following:

Multiplicative interference with a relative mean intensity $\mu = 0.1$, an amplitude variance of 0.01, and a phase variance of 0.01 rad^2 for 2-PSK and 4-PSK gives, with a bit error probability of 0.001, a deterioration of the signal-to-noise ratio from 0.3 to 1 dB. For signals with 8- PSK and 16- PSK, this degradation can be from 2.5 and 5 dB, respectively.

5. The results of the evaluation of the probability characteristics of the appearance of a bit error of a signal with multi-position phase modulation in the presence of a phase error of a coherent demodulator showed that with an increase in the positionality of a signal with multi-position phase shift keying, the influence of static and random errors of the synchronization system on the probability of bit errors increases.

At large signal-to-noise ratios, a small phase estimation error, from $\pi/180$ to $\pi/90$, leads to a significant increase in the probability of bit errors. With random phase fluctuations for signals with $M = 4$, when the error variance changes from 0 to 0.01, the error probability can be changed by one or two orders of magnitude.

The obtained results allow us to come to the conclusion that when receiving signals with multi-positional phase shift keying, the permissible value of the carrier phase estimation error depends on the positionality of M and varies from $\pi/36$ - $\pi/72$ for 2- PSK to $\pi/180$ for 32- PSK.

The dissertation consists of an introduction of three sections, conclusions, a list of used sources and appendices.

In the introduction, the general characteristics of the work are given, the scientific problem, the solution of which is devoted to the research, is justified, the relevance of the research topic is substantiated, the goal and tasks of the research are formulated, the connection of the work with scientific plans and programs is revealed, the scientific novelty and practical value of the obtained results are shown, personal contribution is noted of the author, given data on approval and practical implementation, publications and the structure of the work.

In the first chapter, on the basis of the studied literary sources, an analysis of the characteristics of signals with multi-position phase shift keying and the features of their immunity to interference in the conditions of the action of various interferences and disturbances is carried out. Based on the analysis of energy and spectral characteristics of signals from MPSK, the advantages and features of their use in modern data transmission systems are formulated. The methods of formation and reception of signals from MPSK that are optimal according to the criterion of maximum likelihood are described.

In the second chapter, a list of non-fluctuating interferences that can be formed under the influence of the conditions and factors in which the telecommunication network of data transmission based on signals with multi-position phase shift keying functions is defined. Based on the analysis of the behavior of typical types of interference, the main interference models commensurate with the useful signal were selected. Their mathematical models are presented and an algorithm is proposed for the detection of impulse disturbances based on a linear signal prediction model using a two-weight error level estimation function.

In the third chapter, the models and, based on them, the methodology for assessing the interference immunity of the correlation coherent receiver of MPSK signals in the presence of non-fluctuating interferences are developed and presented. The presented models make it possible to establish the value of the probability of a bit and symbol error of a discrete signal from signals with multiphase shift keying from the signal-to-noise ratio for impulse, harmonic and

multiplicative interference at different values of the component parameters of their formation mechanisms.

The fourth chapter is devoted to the study of the interference immunity of the autocorrelation demodulator of MPSK signals in the presence of non-fluctuating interference. In order to ensure the stable operation of the synchronization system of the autocorrelation demodulator of MPSK signals, a study of the influence of the phase error of the synchronization system on the probability of a bit error of signals was carried out. A model for estimating the influence of the phase error of the coherent demodulator synchronization system on the bit error probability of signals with PSK is presented.

Keywords: coherent reception, discrete signals, multi-position phase shift keying, interference immunity, non-fluctuating interference.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статі в виданнях категорії «Б»

1. Туровський О. Л., Мелешко Т. В., Дробик В. О. Методологія оцінки впливу нефлуктуаційних 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 нефлуктуаційних завад. *Measuring and computing devices in technological processes*, (2), С.167–178, 2023. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-74-21>

4. Жукова О. Р., Мелешко Т. В. Оперативне прогнозування оптимальних робочих частот для дальнього радіозв'язку за умов впливу нефлуктуаційних

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 імовірність 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 мережесих 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 «АВІА-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>

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	16
ВСТУП	17
РОЗДІЛ 1 ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛІВ З	
БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ І	
ОСОБЛИВОСТІ ЇХНЬОГО ВИКОРИСТАННЯ	25
1.1 Характеристики сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією та завадостійкості їх прийому	25
1.2. Використання сигналів з БФМ в сучасних системах передачі даних.....	34
1.3. Методи формування та прийому сигналів з БФМ	39
1.4 Постановка завдання дослідження	44
1.5 Висновки по розділу	46
РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕФЛУКТАЦІЙНИХ ЗАВАД, ЩО ДІЮТЬ У КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ З	
БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ.....	
2.1 Аналіз видів завад, що діють у каналах зв'язку з БФМ.....	47
2.2 Моделі типових видів завад, співмірних з корисним сигналом.	49
2.3 Детектування нефлуктуаційних завад.....	54
2.4 Оцінка параметрів надійності виявлення збурень.....	59
2.5 Висновки по розділу.....	62
РОЗДІЛ 3 ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ПРИ НАЯВНОСТІ НЕФЛУКТУАЦІЙНИХ ЗАВАД	
63	
3.1 Методичний підхід до оцінки завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ при наявності нефлуктуаційних завад.....	63
3.2. Дослідження завадостійкості кореляційного когерентного прийому сигналів БФМ за наявності гармонічної завади	53
3.3. Дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності імпульсної завади	74

3.4. Дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності мультиплікативної завади	79
3.5 Оцінка ступені зниження завадостійкості когерентного прийому сигналів БФМ в умовах впливу нефлюктуаційних завад..	84
3.6 Висновки по розділу	87
РОЗДІЛ 4 ЗАВАДОСТІКІСТЬ АВТОКОРЕЛЯЦІЙНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ПРИ НАЯВНОСТІ НЕФЛУКТУАЦІЙНИХ ЗАВАД	89
4.1 Модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірність бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією	89
4.2 Дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів ДБФМ у радіоканалі з релеєвськими завмираннями та нефлюктуаційними завадами.....	100
4.2.1. Розрахунок повної ймовірності помилки 2-ФМ.....	100
4.2.2. Розрахунок повної ймовірності помилки 4-ФМ.....	108
4.3 Дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів БФМ у радіоканалі з гармонічною завадою без релеєвських завмирань.....	115
4.4 Висновки по розділу	124
ВИСНОВКИ	126
СПИСКИ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	130
ДОДАТКИ	142

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Багатопозиційна фазова маніпуляція	БФМ
Швидке перетворення Фур'є	ШПФ
Амплітудно-фазова модуляція	АФМ
Фазова модуляція	ФМ
Зворотне дискретне перетворення Фур'є	ЗДПФ
Груповий час затримки	ГЧЗ
Багатопрореневість	БМ
Телекомунікаційна система	ТС
Низька частота	НЧ
Пристрій тактової синхронізації	ПТС
Міжсимвольні спотворення	МСС
Тональна частота	ТЧ
Багатоканальний модем	БМ
Амплітудна фазо-частотна характеристика	АФЧХ
Груповий час затримки	ГЧЗ
Обробка інформації	ОІ
Правило загальної максимальної правдоподібності	ЗМП
Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	OFDM
Відношення сигнал / шум	ВСШ

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 завадостійкість 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 сигналів з багатопозиційною

фазовою маніпуляцією потребує визначення всього спектру нефлюктуаційних завад, які впливають на вказану мережу та розробки способів та методів, об'єднаних в загальну методику оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

При вирішенні визначеного в дисертаційній роботі завдання автор у своїх дослідженнях спиралась на праці вітчизняних і зарубіжних вчених, які зробили значний внесок у розвиток теорії обробки радіолокаційних сигналів. А саме: Timothy A. Thomas, E. P. Simon, Банкет В.Л., Стеклова В.К., Беркман Л.Н., Козелков С. В., Бойко Ю.М., Климаш М.М., Ширмана Я. Д., Кривуци В.Г., Барковського В.В., Зайцева С.В.

Аналіз наукових досліджень вітчизняних і світових вчених показав, що завданням оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в процесі їх когерентного прийому не приділялося відповідної уваги. Дані обставини формують нове науково-технічне завдання, спрямоване на підвищення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналів 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 роботоздатності і завадостійкості вказаної мережі. Це, в свою чергу, дозволить здійснити розробку способів та методів, об'єднаних в загальну методику 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 нефлюктуційних завад, який, на відміну від існуючих, дозволяє здійснити оцінку завадостійкості окремо для синфазних та квадратурних каналів та визначити шляхи її підвищення у мовах впливу нефлюктуційних 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 нефлюктуційних завад.

1. Встановлено, що основними видами нефлюктуційних 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 нефлюктуційної 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 нефлюктуційної 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 рад² при імовірності 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 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 імовірності 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 релеївські завмирання. 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 релеєвських 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 одержаних 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 нефлуктуаційних завад. В [4] обґрунтовано наукове завдання на розробку та подана модель оперативного прогнозування оптимальних робочих частот для дальнього радіозв'язку за умов впливу нефлуктуаційних завад. В [5] подано результати оцінка 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 нефлуктуаційних 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 "ABIA-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 тому числі: в 5 статтях, 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.

РОЗДІЛ 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ І ОСОБЛИВОСТІ ЇХНЬОГО ВИКОРИСТАННЯ

1.1 Характеристики сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією та завадостійкості їх прийому

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 (БФМ). Вони на високому рівні задовільняють сучасним енергетичним й спектральним вимогам і, у порівнянні з іншими видами дискретних сигналів передачі даних, наприклад, відносно систем з амплітудною й частотною маніпуляціями, забезпечують високу пропускну спроможність каналів та завадостійкість приймально-передавального обладнання при наявності складних завад. Ці сигнали з успіхом використовуються у світі в багатьох цифрових системах передачі, таких як супутникові лінії зв'язку, системи цифрового телебачення (DVB-S і DVB-S2/S2X), безпроводові та стільникові мережі.

Технологія БФМ має ряд переваг, до яких слід віднести високу швидкість передачі даних, можливість впливу на співвідношення сигнал/шум та, як наслідок відносна незалежність від впливу зовнішніх завад. При її використанні застосовуються прості алгоритми обробки пакетів даних на

основі алгоритмів швидкого перетворення Фур'є, що обумовлює простоту апаратної реалізації при можливості забезпечення одночасної передачі сигналів різного спектру через одну мережу. До переваг також можна віднести можливість застосування різних схем модуляції для кожної піднесучої, що дозволяє адаптивно варіювати завадостійкість і швидкість передачі інформації [3,4,10,11].

Одночасно до недоліків технології БФМ слід віднести високу чутливість до зміщення частоти і фази вхідного сигналу відносно опорного коливання, низьку енергетичну ефективність, залежність від ефекту Доплера при застосуванні вказаної технології в мобільних мережах [3,4,12].

Вирішення питання підвищення ефективності телекомунікаційних систем, що працюють на основі технології БФМ вимагає обґрунтування подальших напрямків досліджень щодо удосконалення вказаної технології при умові збереження всіх притаманних їй властивостей, а саме інваріантності та високої завадостійкості.

Сигналам, що передаються по технології БФМ притаманний весь спектр зовнішніх та внутрішніх негативних збурень, перешкод та впливів, які можуть достатньо сильно впливати на якість передачі та отримання інформації

Традиційно, при дослідженні таких систем в основному розглядаються випадки прийому на фоні Гаусівського шуму для сигналів з малим ступенем позиційності M . Необхідно відмітити, що в сучасних радіоканалах поряд із шумовими часто присутні й нефлюктуаційні завади різного походження, що викликані як природними причинами, так і похибками апаратури, порушенням регламентів зв'язку, а іноді й навмисними діями. 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 на основі сигналу БФМ.

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

Питанням дослідження впливу нефлюктуаційних завад на ефективність функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналу БФМ та розробки окремої методології оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією присвячено ряд робіт [9-14].

Робота [9] присвячена розгляду математичної моделі побудови каналу зв'язку телекомунікаційної системи на базі сигналу БФМ при умові впливу навмисних завад. Запропонований в даній роботі механізм зменшення їх впливу направлений на удосконалення процесу мінімізації втрат частини даних з вхідного сигналу за рахунок введення часового захисного інтервалу та компенсування вказаної втрати даними з сусіднього каналу. Питання систематизації нефлюктуаційних завад, формування загальної методології оцінки такого роду негативних впливів та безпосередня втрата даних через нефлюктуаційні завади в даній роботі не висвітлені.

В роботі [10] розглянуто питання зменшення перешкоди в елементарному каналі передачі даних системи сигналу OFDM. Запропоновано, при умові врахування потужності внутрішньої каналної перешкоди, нове асиметричне вікно, яке забезпечує скорочення циклічного префіксу сигналу без зменшення потужності корисного сигналу. Питання обмеження впливу одного з виду нефлюктуаційних внутрішніх перешкод на сусідні канали в роботі розглянуто в частині, яка констатує можливості обраного методу щодо забезпечення обмеження впливу на потужність перешкоди в сусідньому каналі. Питання оцінки впливу інших видів

нефлюктуаційних завад та загального формування методології їх оцінки в роботі не подано.

Роботи [11,3] присвячені розгляду питання обмеження впливу позасмугових випромінювань в системах з ортогональним частотним поділом. Певним чином такі випромінювання можна віднести до нефлюктуаційних завад які не несуть елементів корисних сигналів і, по суті являються зовнішніми перешкодами. Для їх зменшення в даних роботах запропоновано частотне спектральне попереднє кодування та нова структура прекодера, який забезпечує умови, що дозволяють приймачу вхідного сигналу використовувати класичний оцінювач каналу БФМ. Загальні підходи до зменшення такого роду перешкод та інших завад і збурень та методологія їх оцінки в даних роботах не висвітлено.

Певні елементи методології зменшення нефлюктуаційних завад відносно сигналів БФМ висвітлено в роботі [12,14]. Розглянутий в роботі підхід до зменшення блокової діагоналізації перешкод низхідної лінії зв'язку та розподілу потужності з урахуванням як відсутності, так і наявності інформації про стан каналу в багатокористувацьких телекомунікаційних мережах на основі сигналів MIMO-OFDM певним чином стосується одного з проявів внутрішньої нефлюктуаційної завади, але тільки в частині обмеження просторових перешкод. Безпосередній вплив відхилення параметрів одного з каналів та формування негативного впливу від нього на сусідні канали, а також загальна методологія оцінки вказаного впливу в роботі не розглядалися.

Аналіз результатів досліджень, що викладені в приведених працях, дає підставу вважати, що наявність на вході демодулятора нефлюктуаційних завад різних видів може значно збільшувати ймовірність помилки при прийомі дискретних сигналів. Ступінь погіршення якості прийому визначається структурою корисного сигналу і завади, що на нього діє.

До основних задач, що стоять перед розробниками сучасних телекомунікаційних систем останніх поколінь, відносяться забезпечення

високої пропускну́ї спроможності каналів і завадостійкості приймально-передаючого обладнання при дії в каналах складних завад. Це досягається, крім іншого, вибором енергетично і спектрально ефективних видів сигналів, що використовуються, й методів їхнього прийому. Перспективним класом є багатопозиційні сигнали, серед яких можна виділити сигнали з БФМ або англійською MPSK.

Сигнал з БФМ на тактовому інтервалі T приймає одне з M можливих значень [3,14]:

$$s_1(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_c), \quad \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, \quad t \in [0, Ts], \quad i = 0, 1, \dots, M-1, \quad (1.1)$$

де ω_0 – несуча частота; $A_0 = \sqrt{2E_s / T_s}$ – амплітуда, φ_i , φ_c – 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 БФМ зображені на рис. 1.1. Сигнальні точки і відповідні їм каналні символи розташовані згідно кодування Грея.

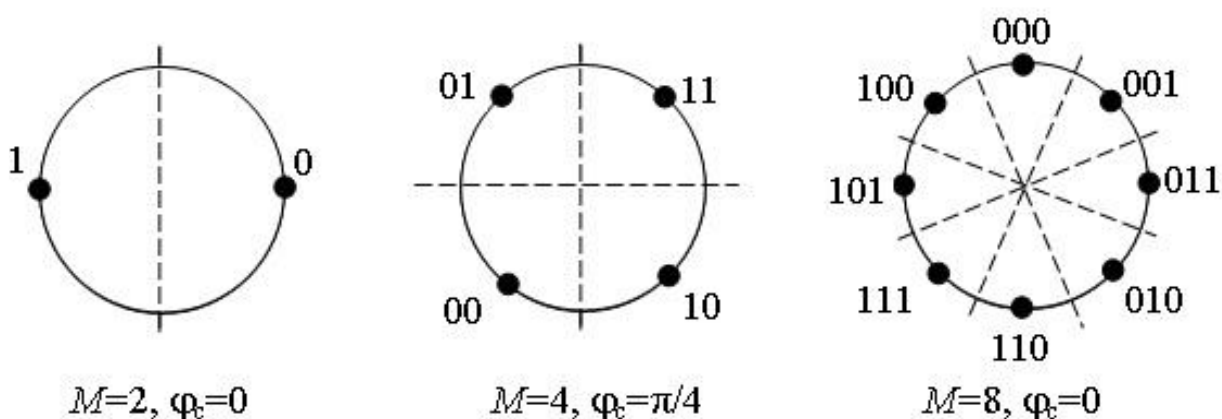


Рис. 1.1. Сигнальні сузір'я з БФМ (пунктиром показані границі областей прийняття рішення).

Переваги сигналів з ФМ у порівнянні з іншими видами сигналів зумовили її розповсюдження в сучасних цифрових радіоканалах зв'язку (особливо в супутникових лініях зв'язку). Відомо, що при оптимальній побудові приймача сигнали з ФМ забезпечують велику завадостійкість у порівнянні з амплітудною і частотною маніпуляціями та роблять можливим передачу даних з високою спектральною ефективністю. Підвищення швидкодії каналів зв'язку з ФМ досягається підвищенням числа можливих положень фази сигналу M . Величина M задає кількість елементарних посилок, що відрізняються тільки фазами.

При $M = 2$ кажуть про двопозиційну чи бінарну ФМ (2-ФМ, BPSK), при $M = 4$ – чотиріпозиційну ФМ (4-ФМ, QPSK), і т.д. Сигнал ФМ при $M = 4$ відноситься до класу багатопозиційних сигналів [14,15].

Порівняльні характеристики сигналів з БФМ приведені у табл. 1.1 [15,16]. Видно, що зі збільшенням позиційності M витрати смуги $\beta_{\Delta f}$ зменшуються у $k = \log_2 M$ разів. При цьому витрати енергії β_E зростають достатньо повільно до $M = 16$, а потому істотно зростають, з чого слідує, що використання сигналів БФМ з $M = 16$ в цифрових радіоканалах з обмеженою смугою недоцільне.

Таблиця 1.1 Порівняльні характеристики сигналів БФМ

Позиційність M	2	4	8	16	32	64
$k = \log_2 M$		2	3	4	5	6
$1/\beta_{\Delta f}$ *)						
Витрати смуги $\beta_{\Delta f}$	1	0,5	0,33	0,25	0,2	0,167
Витрати енергії β_E		1,5	2,31	3,75	6,2	10,5

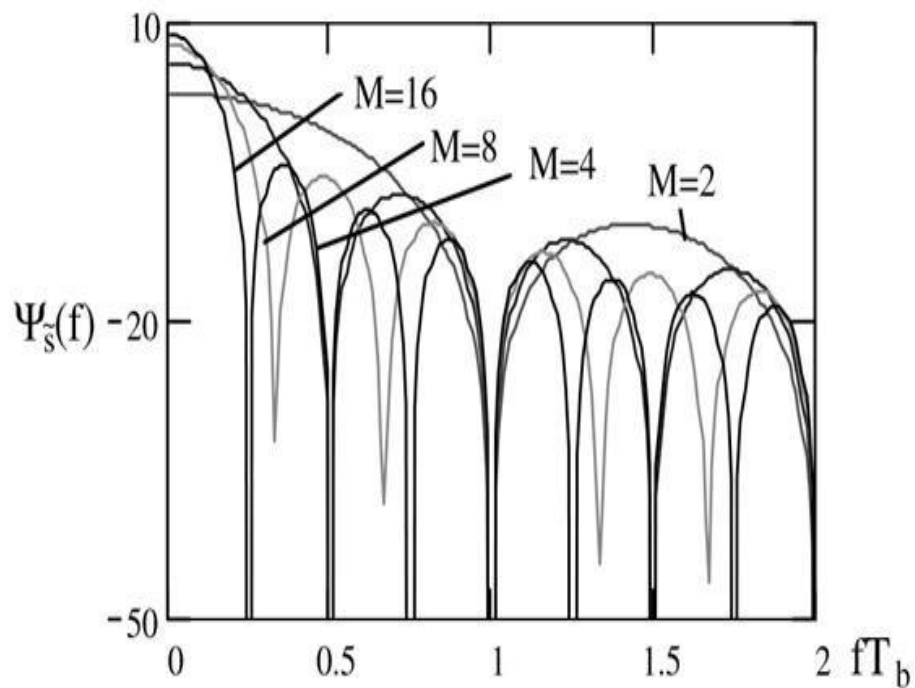
*) під величиною $1/\beta_{\Delta f}$ будемо розуміти питому пропускну спроможність – число біт/с на 1 Гц смуги при максимальній швидкості передачі даних.

Спектральна щільність потужності сигналу визначається наступним чином [4,14]:

$$\psi(f) = A_0^2 T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 = A_0 k T_b \left(\frac{\sin \pi f_k T_b}{\pi f_k T_b} \right)^2 \quad (1.2)$$

З даної формули видно, що відстань між першими нулями спектральної щільності потужності сигналу QPSK дорівнює $\Delta f = 1/T_b$, що у два рази менше, ніж для сигналу BPSK (рис. 1.2 а). Тобто, спектральна ефективність квадратурної модуляції QPSK у два рази вища за бінарну модуляцію BPSK. Для сигналів БФМ спектральна ефективність у k разів вища за бінарну модуляцію BPSK.

Рис. 1.2 б) ілюструє відповідні зміни позасмугової потужності сигналів БФМ (поза смугою B) при різних значеннях M , що також говорить на користь багатопозиційних сигналів [19].



а)

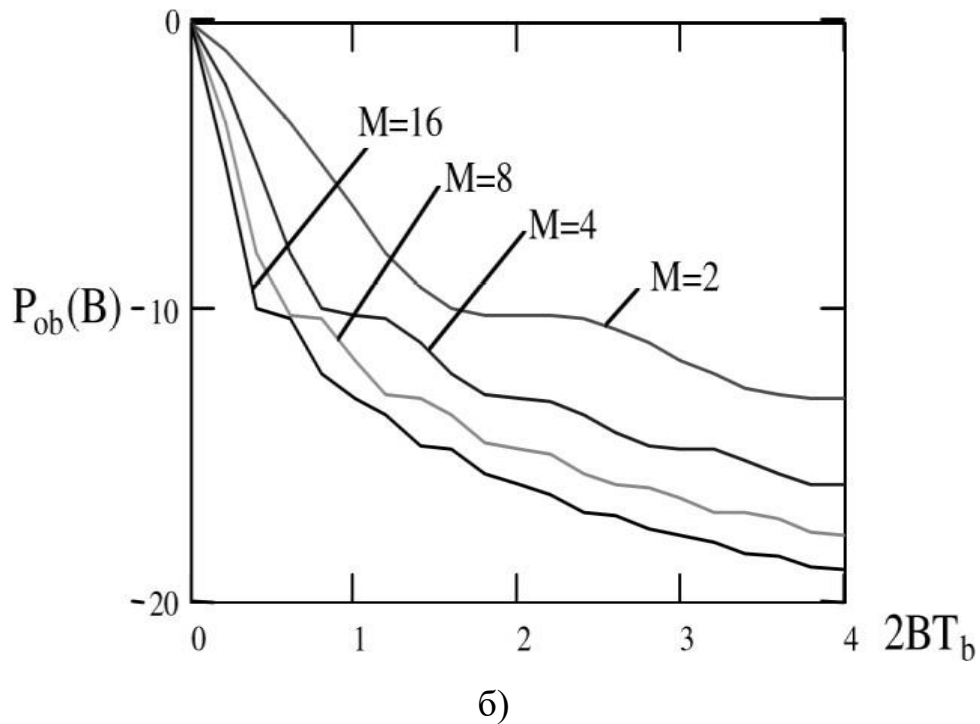


Рис. 1.2. Спектральні характеристики сигналів БФМ:

а) спектральна щільність потужності, б) позасмугова потужність.

Дослідження [4] показали, що мінімальна ймовірність помилки на символ, що досягається при оптимальній когерентній обробці такого сигналу з M , визначається виразом [14,20]:

$$P_s(M) \approx 2\Phi\left(\sqrt{2k\gamma b} \sin \frac{\pi}{M}\right),$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-r^2/2} dt \quad (1.3)$$

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

На рис 1.3 показані залежності ймовірності бітової помилки P_{eb} від відношення E_b/N_0 у каналі з адитивним білим Гаусовим шумом для $M = 2, 4, 8, 16$ і 32 . Криві явно ілюструють втрати у відношенні сигнал/шум по мірі росту $M > 4$. Наприклад, 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.

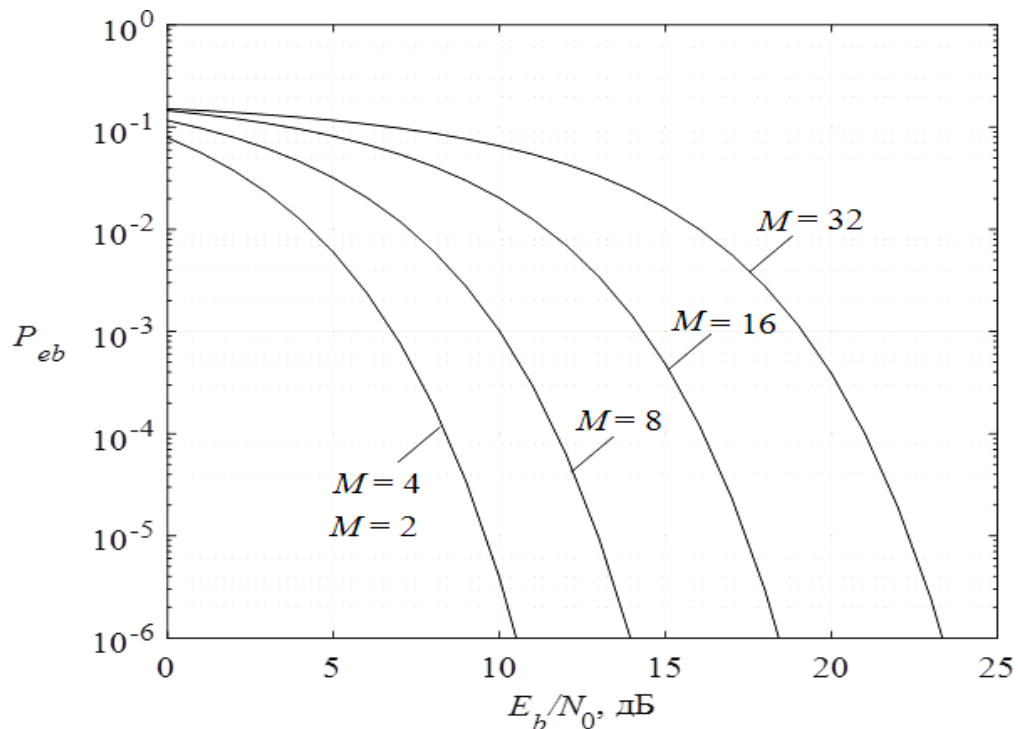


Рис. 1.3. Залежності P_{eb} від відношення сигнал/шум E_b/N_0 для когерентного прийому сигналів БФМ при різних значеннях $M = 2^k$

В реальній апаратурі при реалізації схем передавачів і приймачів сигналів з ФМ використовується додаткове диференціальне (відносне) кодування для усунення ефекту «зворотної роботи» та застосовуються сигнали DMPSK (differential multiple phase shift keying). На жаль, це призводить до деякого збільшення ймовірності помилки. Так, наприклад, ймовірність помилки некогерентного прийому сигналів DMPSK у каналі з адитивним білим Гаусовим шумом може бути обчислена за наступною формулою [4,14,21]:

$$P_s(M) \approx 2\Phi\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{\sqrt{2M}}\right), \quad M > 2 \quad (1.4)$$

На рис. 1.4 показані залежності ймовірності помилки P_s й P_{eb} від відношення сигнал/шум (ВСШ) при некогерентному прийомі сигналів DMPSK. Видно, що при ймовірності помилки $P_{eb} \leq 10^{-3}$ різниця у ВСШ між 2-ФМ та DBPSK менша 3 дБ. При $P_{eb} \leq 10^{-5}$ різниця у ВСШ менша 1 дБ. Оскільки DBPSK мало поступається 2-ФМ при великих ВСШ й не вимагає розробки спеціального методу оцінки фази несучої, вона часто використовується у цифрових системах. Отже, вибір DMPSK неоднозначний.

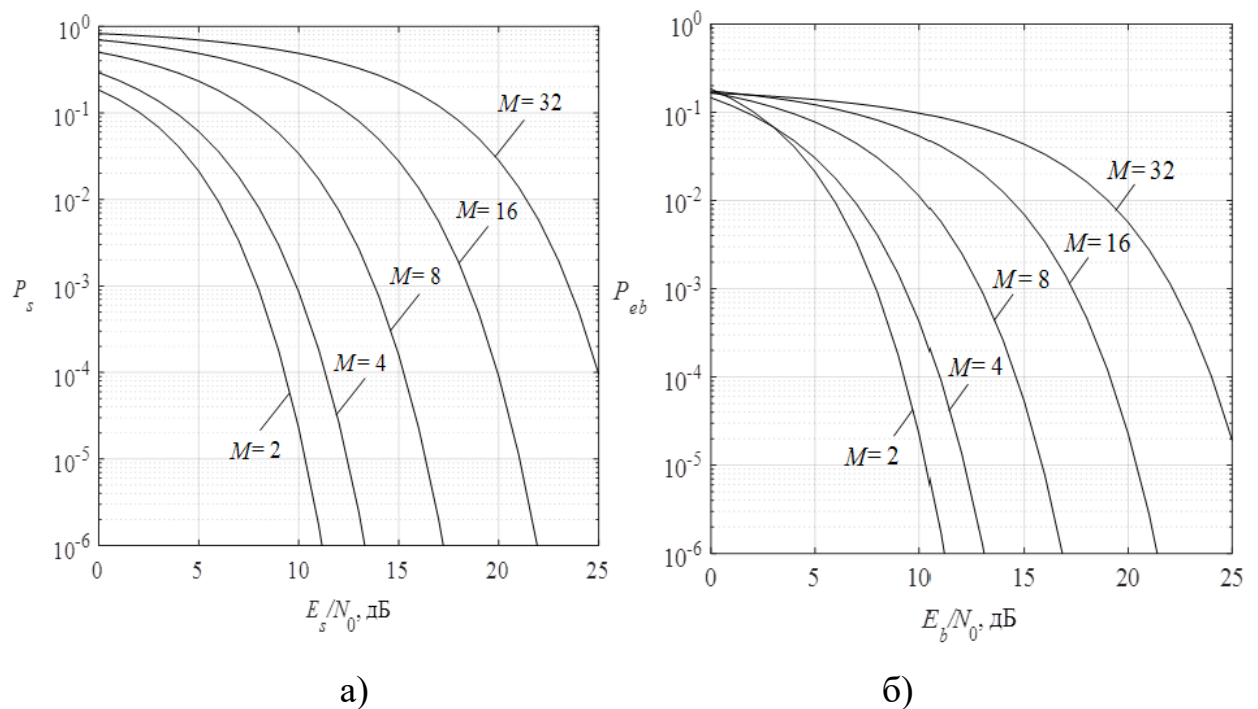


Рис. 1.4. Залежності ймовірності помилки P_s (а) и P_{eb} (б) від ВСШ для некогерентного прийому сигналів DMPSK при різних значеннях $M = 2^k$

1.2. Використання сигналів з БФМ в сучасних системах передачі даних

Сигнали з БФМ, завдяки своїм енергетичним і спектральним характеристикам, давно й успішно використовуються в телекомунікаційних системах, зокрема, в нових поколіннях цифрових радіорелейних станцій, у

стільникових мережах стандарту CDMA, EV-DO, в яких використовуються модуляції 4-ФМ (QPSK), 8-ФМ (8-PSK), 16-КАМ (16-QAM) [9].

Таблиця 1.2. Характеристики видів модуляції стандарту EV-DO

Режими модуляції	QPSK	16-QAM	8-PSK	16-QAM
Швидкість передачі Даних, кбіт/с	38,4; 153,6; 614,4	1 228,8	1 843,2	2 457,6

Основним видом модуляції у стандарті DVB-S чи DVB-S2 (таблиця 1.3) прийнята модуляція QPSK, в окремих випадках можуть використовуватися 8-PSK, 16-APSK і 32-APSK [10].

Таблиця 1.3. Характеристики видів модуляції стандарту DVB-S і DVB-S2

EIRP, дБВт	51		53,7	
Стандарт	DVB-S	DVB-S2	DVB-S	DVB-S2
Модуляція та кодування	QPSK 2/3	QPSK 3/4	QPSK 7/8	8-PSK 2/3
Символьна швидкість, МБод	27,5	30,9	27,5	29,7
Відношення сигнал/шум, дБ	5,1		7,8	
Швидкість передачі, Мбіт/с	33,8	46	44,4	58,8

Апаратура CCC AMSC (American Mobile Satellite Corp.), що призначена для мобільного радіотелефонного зв'язку та передачі даних на територіях США, Пуерто-Ріко, Віргінських островів і 200-мильної зони навкруг них. Аналогічне призначення має CCC MSAT (Mobile Satellite), що обслуговує територію Канади та інших країн Північної Америки (таблиця 1.4) [11].

Таблиця 1.4. Характеристики видів модуляції стандарту AMSC

Тип станції	1	2	3	4	5	6	7	8
Швидкість передачі, кбіт/с	4,8	9,6	4,8	2,4		4,8	9,6	2,4
Режими модуляції	8PSK	QPSK	8PSK	QPSK		8PSK	QPSK	
Порогове відношення, E_s/N_0	12,5	8	12,5	6	8	11	7	

Сигнали з БФМ застосовується в стандарті супутникового зв'язку «Послуга високошвидкісного широкосмугового доступу» (ШСД) у Кадіапазоні частот в Internet (таблиця 1.5) [12].

Таблиця 1.5. Характеристики видів модуляції стандарту «Послуга ШСД»

Стандарт побудови супутникового зв'язку		DOCSIS-S	DVB-RCS	IPoS
Максимальні інформаційні швидкості в прямих та зворотніх каналах, Мбіт/с	абонент – базова станція (БС)	2,048		
	БС - абонент	DVB-S → 50/108 DVB-S2 ≥ 100	DVB-S → 45/68 DVB-S2 ≥ 100	
Режими модуляції	абонент – БС	QPSK, 8PSK, 16PSK	QPSK,8PSK	O-QPSK з обмеженнями по амплітуді
	БС-абонент		QPSK,8PSK, 16APSK, 32APSK	

Стандартний варіант зв'язку SCPC (зв'язок за топологією «точка-точка») – це дві VSAT-станції, що розташовані у двох пунктах і з'єднуються через супутник. Канал зв'язку жорстко закріплений за користувачем. Радіочастоти та інші параметри супутникового каналу станції супутникового зв'язку працюють звичайно у 2 діапазонах: С-діапазон (прийом 4 ГГц, передача 6 ГГц) й Ku-діапазон (прийом 11 ГГц, передача 14 ГГц). Передача йде у цифровому форматі, тому використовується ФМ. Оскільки чим вужча смуга, що займається, тим менше використовується ресурс супутника, то застосовується маніпуляція QPSK, яка ефективніша у 1,5 рази від маніпуляції BPSK, тобто в один і той же період часу при усіх решта рівних умовах за допомогою QPSK передається в 1,5 рази більше інформації, ніж з використанням BPSK [14].

GPS (Global Positioning System – система глобального позиціонування) – супутникова система навігації, що забезпечує вимірювання відстані, часу і визначає місце розташування у всесвітній системі координат WGS 84. Сигнал з кодом стандартної точності (C/A-код – модуляція BPSK), що передається у діапазоні L1, і сигнал L2C (BPSK) у діапазоні L2, починаючи з апаратів IIR-M, розповсюджується без обмежень на використання. Для військових користувачів додатково доступні сигнали у діапазонах L1/L2, що модульовані завадостійким та криптостійким P(Y)-кодом (BPSK) [15].

Сигнал M-PSK широко використовується для радіопередачі у стандарті Wi-Fi IEEE 802.11, який визначає набір протоколів для найнижчих швидкостей передачі даних, що наведені у табл. 1.7. [16].

Таблиця 1.7. Характеристики видів маніпуляції стандарту WiFi IEEE 802.11

Протокол IEEE 802.11	Режими маніпуляції	Спектр у частотних каналах, ГГц	Максимальні швидкості передач даних у каналі, Мбіт/с

a	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	5	6; 9; 12; 18; 24; 36; 48; 54
b	DBPSK і DQPSK	2,4	1; 2; 5,5; 11
g			1; 2; 5,5; 11 на DSSS 6; 9; 12; 18; 24; 36; 48; 54 на OFDM
n	BPSK(1/2)	0,02	6,5; 7,2; 13,5; 15
	QPSK(1/2)	0,04	13; 14,4; 27; 30
	QPSK(3/4)		19,5; 21,7; 40,5; 45

В EDGE використовується маніпуляція 8-PSK для п'яти з дев'яти кодових схем (MCS), що представлені у табл. 1.8. EDGE отримує 3-бітове слово за кожен змін фази несучої. Це ефективно (в середньому у 3 рази у порівнянні з GPRS) збільшує загальну швидкість, що надає GSM [17].

Таблиця 1.8. Характеристики видів модуляції у системі EDGE

Схема кодування (MCS)	Швидкість, кбіт/с	Режим маніпуляції
MCS-5	22,4	8-PSK
MCS-6	29,6	
MCS-7	44,8	
MCS-8	54,4	
MCS-9	59,2	

Сигнали БФМ застосовуються в багатьох стандартах системи супутникового зв'язку Inmarsat, що показано у табл. 1.9. [18].

Таблиця 1.9. Характеристики видів маніпуляції у системі Inmarsat

Назва параметра, розмірність	Максимальна швидкість передачі інформації, кбіт/с	Режими модуляції
Стандарти Inmarsat		
Inmarsat-B	12	QPSK
Inmarsat-C (включаючи mini-C, Aero-C)	1,2	BPSK
Inmarsat-D/D+	0,6	QPSK
Inmarsatmini-M (включа- ючи mini-M Aero)	2,8	BPSK OQPSK
Inmarsat-M	4	QPSK
Inmarsat-M4 (включаючи SWIFT64, Fleet, GAN)	64	QPSK 16QAM
Inmarsat-BGAN (вклю- чаючи FleetBroadband, SwiftBroadband)	492	

1.3. Методи формування та прийому сигналів з БФМ

Схеми формування сигналів з БФМ будуються на основі універсального квадратурного модулятора (рис. 1.5, 1.6) [6].

Для реалізації квадратурного модулятора треба два помножувачі 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.

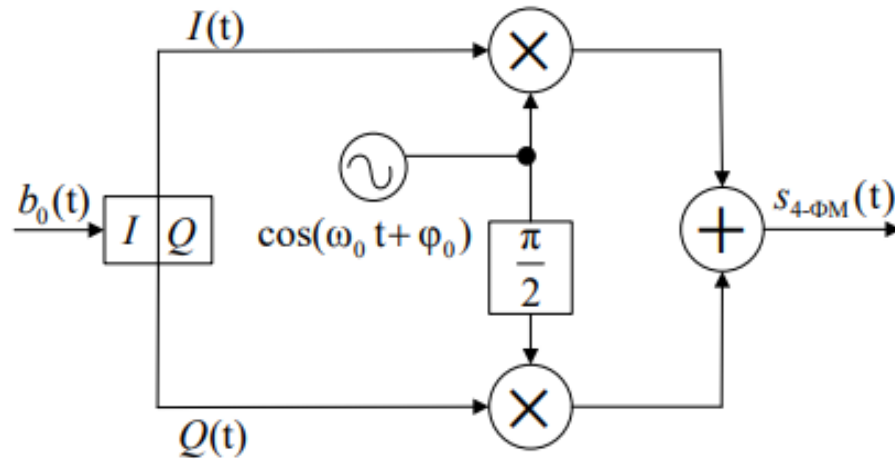


Рис. 1.5. Структурна схема модулятора 4-ФМ.

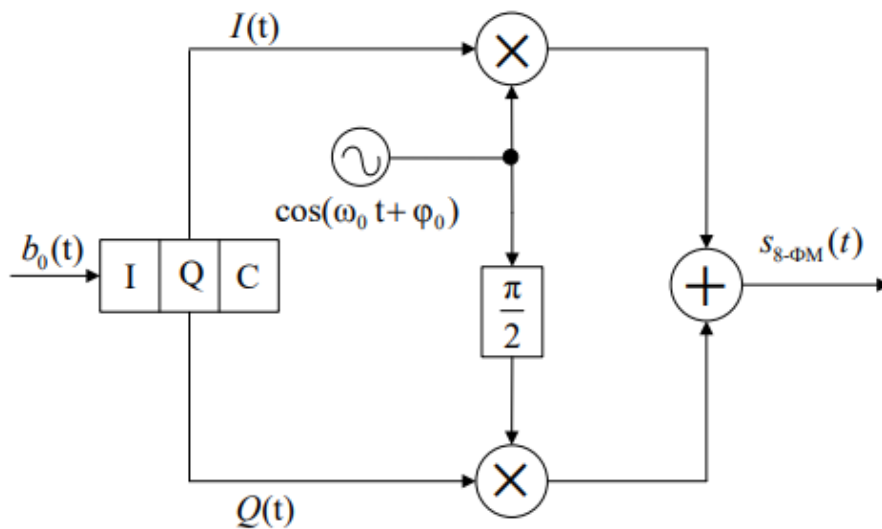


Рис. 1.6. Структурна схема модулятора 8-ФМ.

Структурні схеми модуляторів при $M > 8$ реалізуються таким же чином, що і для $M = 8$ зі зміною пристрою кодування.

При використанні диференційного кодування сигнали DMPSK та DQPSK формуються схожим чином з додаванням до структури модуляторів диференційних кодерів (рис. 1.7 та 1.8) [6].

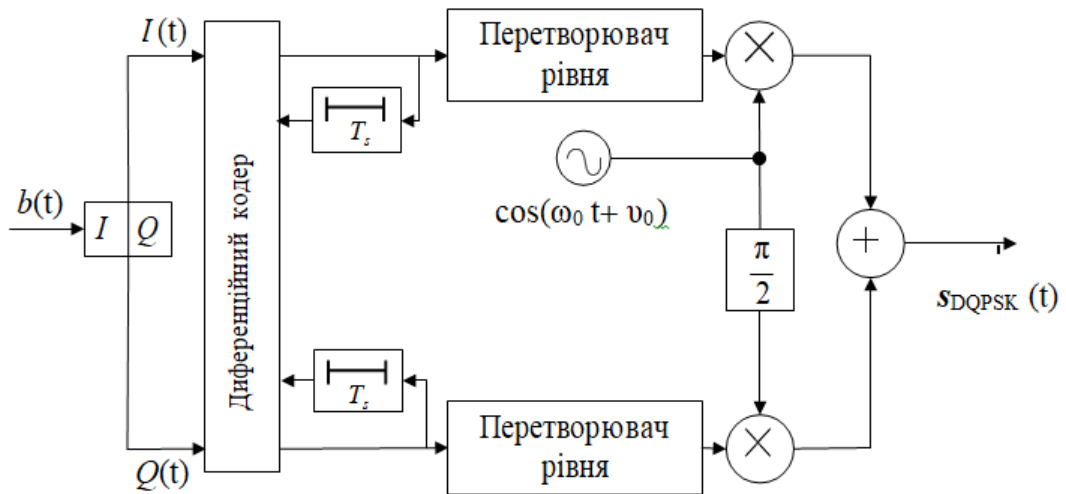


Рис. 1.7. Структурна схема модулятора DQPSK

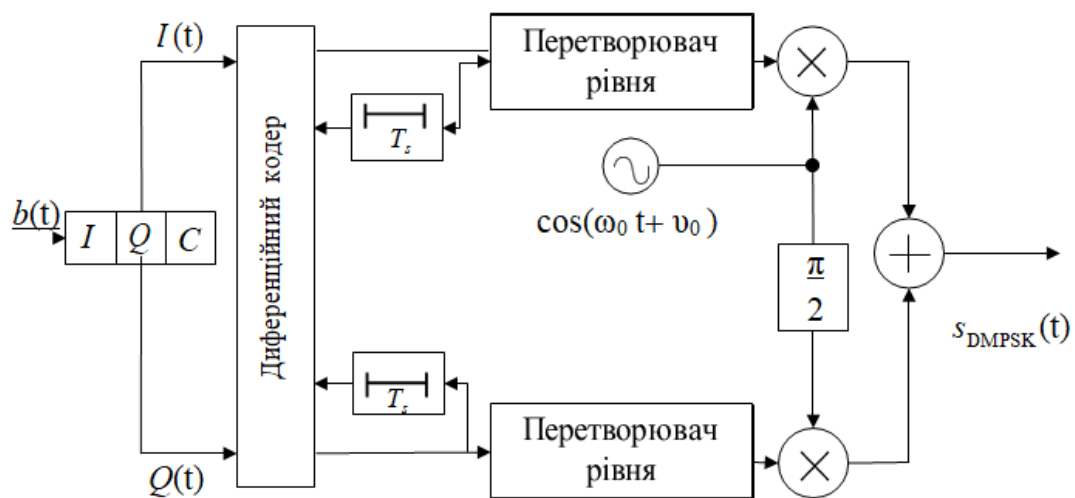


Рис. 1.8. Структурна схема модулятора DMPSK

У радіосистемах для прийому сигналів з БФМ використовуються два методи – когерентний (багатоканальний або квадратурний) прийом сигналу та некогерентний автокореляційний прийом.

Структурна схема когерентного демодулятора сигналів БФМ, що є оптимальним за критерієм максимальної правдоподібності (рис. 1.9) [6], являє собою багатоканальний корелятор із блоком вибору максимуму.

Блок формування опорних сигналів формує гармонійні коливання з несучою частотою й множиною M фаз. Після перемноження коливань прийнятого та опорного, сигнал кожного каналу надходить на інтегратор зі скиданням, який виконує інтегрування добутку впродовж інтервалу часу T_s . Блок вибору максимуму обирає максимальне значення з сигналів інтеграторів і виносить рішення про каналний сигнал, а також відповідно, про комбінації інформаційних бітів.

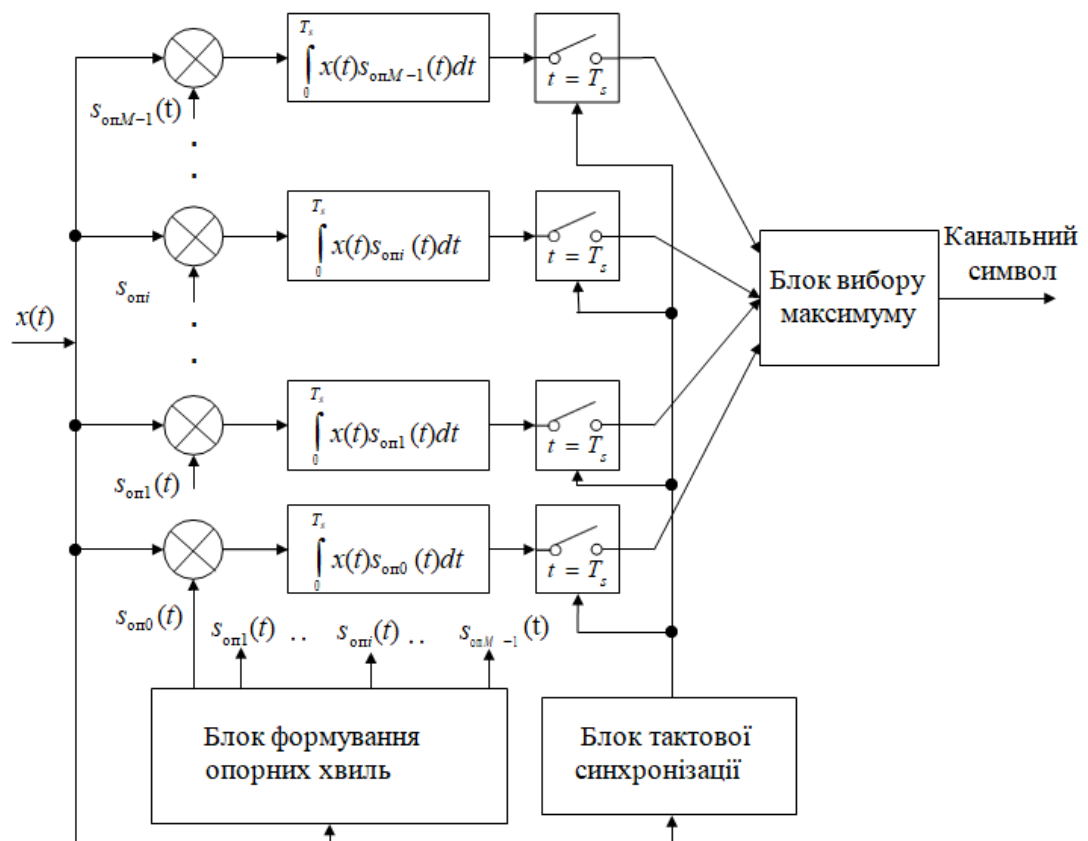


Рис. 1.9. Структурна схема когерентного демодулятора БФМ сигналів

Структурна схема квадратурного демодулятора сигналів БФМ зображена на рис. 1.10 [19], вона реалізована на принципі квадратурної обробки сигналу.

Визначення фази прийнятого сигналу виконується шляхом обчислення арктангенсу відношення напруг Q - та I -каналів. Далі слідує порівняння оцінки фази, що отримана, з фазами прототипів. Обчислювач видає фазу, найближчу до одної з фаз прототипів й приймає рішення про каналний сигнал та, відповідно, про комбінацію інформаційних бітів.

При використанні диференційного кодування розглянуті схеми доповнюються блоками диференційних декодерів.

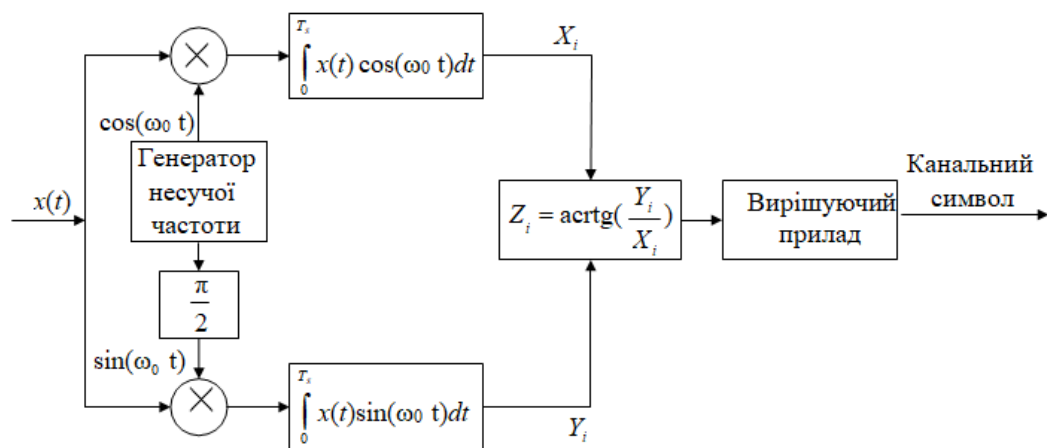


Рис. 1.10. Структурна схема квадратурного демодулятора БФМ сигналів

Для функціонування когерентних демодуляторів сигналів БФМ необхідна доволі складна схема формування опорних коливань. Простішим у реалізації є неоптимальний автокореляційний алгоритм. В якості опорного коливання використовується затриманий сигнал, що приймається. Але простота схеми обертається збільшенням ймовірності помилки. На рис. 1.11 [6] показана схема квадратурного автокореляційного демодулятора для БФМ сигналів. У деяких схемах в якості ФНЧ1 і ФНЧ2 використовують інтегратори.

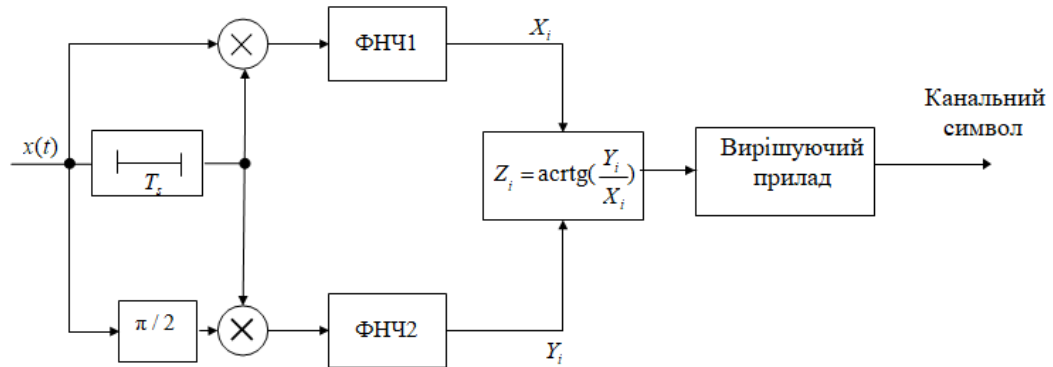


Рис. 1.11. Структурна схема автокореляційного демодулятора БФМ сигналів.

1.4 Постановка завдання дослідження

Вирішення питання підвищення ефективності телекомунікаційних систем, що працюють на основі технології прийому сигналу 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. 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 прийому сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

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

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

Відповідно до мети в роботі необхідно вирішити наступні завдання:

1. Аналіз умов та факторів, що можуть сформувати нефлуктаційні завади та їх вплив на телекомунікаційні мережі передачі даних на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

2. Визначення переліку нефлуктаційних завад, що можуть сформуватись під дією визначених умов і факторів, в яких функціонує телекомунікаційна мережа передачі даних на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

3. Розробка моделі оцінки завадостійкості телекомунікаційні мережі передачі даних на базі сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлуктаційних завад.

4. Оцінка впливу нефлуктаційних завад на ефективність завадостійкого когерентного прийому сигналів на базі 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.

1.5 Висновки по розділу

1. Показано, що вирішення завдання підвищення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналу БФМ потребує визначення всього спектру нефлюктуаційних завад, що чинять вплив на вказану мережу та розробку способів та методів, об'єднаних в загальну методологію оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

2. Показано, що при наявності на вході демодулятора дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією нефлюктуаційних завад різних видів може значно збільшуватись ймовірність помилки при прийомі дискретних сигналів. Ступінь погіршення якості прийому визначається структурою корисного сигналу і завади, що на нього діє.

3. З метою підвищення ефективності завадостійкість прийому дискретних сигналів з БФМ запропонована методологія оцінки впливу нефлюктуаційних завад на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

4. Визначено мету, об'єкт та предмет дослідження а також наукові завдання, вирішення яких дозволяє досягнути мети дисертаційної роботи.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕФЛУКТАЦІЙНИХ ЗАВАД, ЩО ДІЮТЬ У КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

2.1 Аналіз видів завад, що діють у каналах зв'язку з БФМ

Одним з основних завдань теорії зв'язку є визначення таких характеристик системи передачі інформації, як завадостійкість (ймовірність помилки) і швидкість передачі, знання яких дозволяє визначити, відповідно, якість і кількість переданої інформації. Обчислення ймовірності помилки для каналу зв'язку, наприклад через оцінку рівня завад, дозволяє оцінити втрати або виграш в перешкодостійкості при використанні різних сигнальних конструкцій.

Завади і спотворення є основними факторами, які обмежують пропускну здатність передачі даних у телекомунікаціях і точність результатів у системах вимірювання сигналу. Тому моделювання та ідентифікація впливу завад та спотворень лежить в основі теорії та практики комунікацій. Зниження рівня завад та усунення спотворень є важливими проблемами в таких застосунках, як стільниковий мобільний зв'язок, розпізнавання мови, обробка зображень, обробка медичних сигналів, а також у будь-яких пристроях обробки інформації, де корисні сигнали не можуть бути ізольовані від завад та спотворень або спостерігатись ізольовано.

Отже, під завадою можна розуміти будь-який небажаний сигнал, який заважає зв'язку, вимірюванню, сприйняттю чи обробка інформаційного сигналу. Завади і шуми присутні різною мірою у всіх середовищах. Наприклад, до шумів, здатних погіршити якість зв'язку відносять, наприклад, акустичний фоновий шум, електронні шум пристрою (тепловий шум і дробовий шум), електромагнітний радіочастотний шум, суміжні радіоперешкоди, спотворення радіоканалу, акустичне та лінійне відлуння,

багатопротеневе відбиття, завмирання, відключення та шуми обробки сигналу.

Завади спричиняють помилки передачі та можуть навіть порушити процес зв'язку; отже розробка завадостійких методів формування інформаційних сигналів для передачі даних є важливою і невід'ємною частиною сучасних систем телекомунікацій і обробки сигналів.

Успіх методів обробки завад і спотворень залежить від їх здатності характеризувати та моделювати шумовий процес, а також вигідно використовувати характеристики шуму, щоб відрізнити сигнал від шуму.

Залежно від джерела та фізики завади можна описати як акустичні, електронні, електромагнітні (радіо) і електростатичні, можуть мати природне та штучне походження. Крім того, у цифровому зв'язку також спостерігаються спотворення каналів і завмирання, може виникнути шум квантування та втрата даних через перевантажені мережі або слабкий сигнал.

Різноманітні форми завад можна класифікувати за кількома категоріями, вказуючи на широку фізичну природу шуму. Узагальнюючи інформацію про можливі джерела завад можна стверджувати, що завади можуть спостерігатися у всьому спектрі електромагнітних коливань. Відповідно важливою є класифікація за спектральними/часовими формами завад.

Отже, залежно від його частотного спектру або часових характеристик завади можуть бути додатково класифіковані в одну з наступних категорій:

1. Білий шум: це чисто випадковий шум, який має функцію імпульсної автокореляції та рівномірну потужність спектру. Білий шум теоретично містить усі частоти в однаковій потужності.

2. Обмежений смуговий білий шум: це шум із рівномірним спектром потужності та обмеженою смугою пропускання, що зазвичай охоплює обмежений спектр пристрою або інформаційного сигналу. Автокореляція цього шуму має sinc-форму (функція *sinc* це $\sin(x)/x$).

3. Вузькосмугова завада - це процес шуму з вузькою смугою пропускання, такий як «шум» 50/60 Гц від постачання електроенергії.

4. Кольоровий шум: це будь-який широкосмуговий шум, спектр якого має неплоску форму.

5. Імпульсні завади: це короткочасні імпульси, що характеризуються випадковою зміною амплітуди, тривалості і часу появи.

6. Перехідні завадові імпульси: вони формуються з довготривалих завадових імпульсів, таких як клацання, сплески, тощо.

Для задач дослідження і моделювання завадостійкості процесів передачі інформації реально діючі завади замінюють спрощеними моделями, використання яких дає змогу провести теоретичну оцінку впливу завад на якість прийом сигналів.

2.2 Моделі типових видів завад, співмірних з корисним сигналом

Більшість завад, що діють в реальному каналі зв'язку, можна віднести до однієї з двох великих груп – флуктуаційні і нефлуктуаційні. Флуктуаційні представляють собою неперервний випадковий процес, що характеризується нульовим середнім значенням і Гаусовим (нормальним) розподілом. Типовим прикладом такого типу завад є білий шум та кольорові шуми. Але більшість лінійних радіотелекомунікаційних систем є працюють в обмеженій смузі частот і тому спектр завад виявляється обмеженим і залежить від вигляду частотної характеристики каналу передачі (смуговий білий шум). Теорія детектування та фільтрації такого типу завад досить широко розвинута, оскільки розроблена велика кількість якісних і ефективних моделей такого роду шумів. Хоча, необхідно зазначити, що завдання повного усунення впливу широкосмугових завад є важкореалізованою.

До другого типу нефлуктуаційних завад відносять моделі зосередженої, імпульсної та квазіімпульсної завади, рівні таких завад звичайно менші або співмірні з рівнем корисного сигналу. Завдання придушення такого типу

завад без помітного погіршення завадостійкості щодо рівня флуктуаційних завад є актуальною на сьогодні.

Модель шумової завади звичайно задається у вигляді стаціонарного випадкового процесу типу «білий Гаусівський шум» [2] з кореляційною функцією виду:

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (2.1)$$

і нульовим середнім значенням. Тут N_0 – одностороння спектральна щільність потужності шуму.

Моделі типових нефлуктуаційних завад, що по амплітуді можуть бути співвимірними з корисним сигналом опишемо наступним чином:

а) Гармонічна завада:

$$S_z(t) = \mu A_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_n)t + \varphi_n], \quad (2.2)$$

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

б) Імпульсна завада;

Імпульсний шум складається з випадкових короткочасних шумових імпульсів увімкнення/вимкнення, спричинених різними джерелами, наприклад перешкоди перемикавання, електромагнітні перешкоди, несприятливе середовище каналу зв'язку, випадання або поверхневе погіршення аудіозаписів, тощо.

На рисунку 2.1. а) зображено ідеальний імпульс і його частотний спектр. У системах зв'язку реальні завади імпульсного типу мають тривалість, яка зазвичай перевищує одну вибірку. Наприклад, в контексті звукових сигналів, короткочасні імпульси до 3 мілісекунд (60 вибірок на 20 кГц частоти дискретизації) можна розглядати як імпульсні завади. На

рисунках 2.1 б) і в) показано два приклади короткочасних імпульсів та їх відповідні спектри.

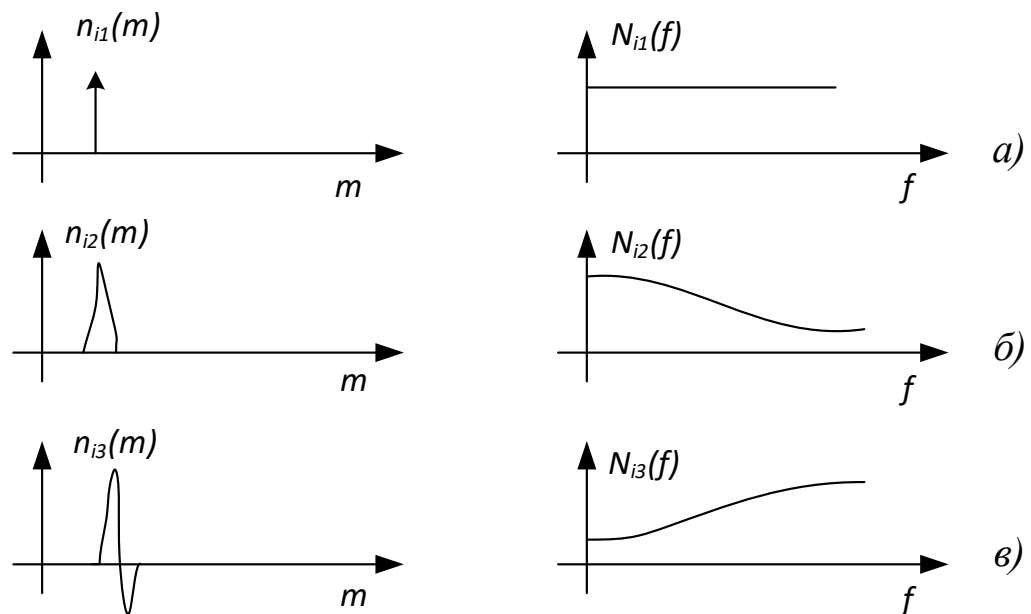


Рис. 2.1 Графіки часу та частоти: (а) ідеального імпульсу, (б) і (в) короткотривалих імпульсів.

У системі зв'язку імпульсні завади виникають в певний момент часу та простору, а потім поширюються по каналу до приймача. Імпульс, що з'явився, розподіляється в часі і може розглядатися як імпульсна характеристика каналу. Загалом характеристика каналу зв'язку може бути лінійною або нелінійною, стаціонарною або змінною у часі. Слід відмітити, що багато системи зв'язку демонструють нелінійну характеристику у відповідь на імпульс великої амплітуди.

Імпульсна шумова послідовність $n_i(m)$ складається з імпульсів короткої тривалості випадкової амплітуди, тривалості і часу появи, і може бути змодельована як вихід фільтра, збуджуваного амплітудно-модульованою випадковою двійковою послідовністю як:

$$n_i(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h(k)n(m-k)b(m-k) \quad (2.3)$$

У рівнянні (2.3) $b(m)$ – модель випадкової послідовності з двійковими значеннями часу виникнення імпульсного шуму, $n(m)$ – модель випадкового процесу неперервної амплітуди імпульсу, а $h(m)$ – імпульсна характеристика фільтра, який моделює тривалість і форму кожного імпульсу.

У випадку, коли нестационарні процеси від окремих імпульсів частково накладаються один на одного говоримо, що мають місце квазіімпульсні завади.

в) Перехідні завадові імпульси

Перехідні завадові імпульси, які спостерігаються в більшості систем зв'язку, являють собою сплески шуму або довгі клацання викликані перешкодами або пошкодженням сигналів під час зберігання або передачі. Перехідна завада має високу частоту пульсацій, складається з відносно короткого різкого початкового імпульсу, за яким слідує загасаючі низькочастотні коливання, як показано на рисунку 2.2. Початковий пульс зазвичай зумовлений деякими зовнішніми чи внутрішніми імпульсними перешкодами, тоді як коливання часто пов'язані з резонансом каналу зв'язку, збудженого початковим імпульсом, і може розглядатися як відповідь каналу на початковий імпульс.

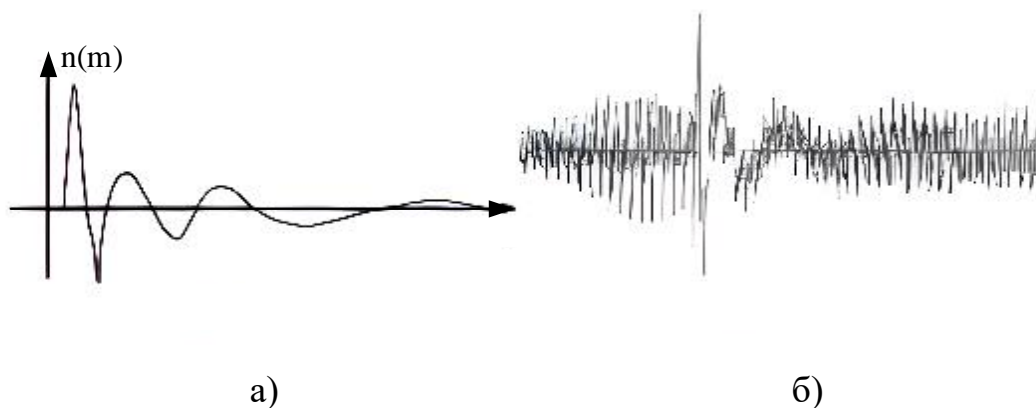


Рисунок 2.2 а) перехідний імпульс, б) випадковий сигнал

Як показано на рисунку 2.2 б), типова форма хвилі перехідного імпульсу часто демонструє дві різні області:

- 1) початкова високоамплітудна імпульсна відповідь системи;
- 2) загасаючі коливання, що викликають адитивні спотворення.

Початковий пульс відносно короткий і має тривалість порядку 1-5 мс, тоді як осциляційний хвіст має більшу тривалість і може тривати до 50 мс або більше. Таку поведінку можна віднести до нелінійних режимів відгуку.

Модель такого типу опишемо як хаотичну послідовність радіоімпульсів виду:

$$S_3(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_n), 0 < t < \tau_3 \quad (2.4)$$

випадкової тривалості $\tau_3 < T_s$, причому ця тривалість описується експоненціальним законом розподілення, а огинаюча $A(t)$ описується дискретним марківським процесом з двома станами: $A_1 = 0$ і $A_2 = \mu A_0$.

Моменти переходу між цими станами утворюють пуассонівський потік.

г) Мультиплікативна завада, що викликає завмирання корисного сигналу виду:

$$S_i(t) = \mu(t) A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_n), \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t \in (0, t_s) \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.5)$$

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

Крім того, електромагнітні хвилі, які завжди присутні в навколишньому середовищі, складають фоновий шум, який може створювати перешкоди для роботи систем радіозв'язку. Більшість з них є зосередженими завадами, частотний спектр яких має вигляд вузької смуги частот, що вужча за смугу частот інформаційного сигналу. Джерела таких завад можуть мати природне чи штучне походження. У порядку збільшення частоти (або зменшення довжини хвилі) різні типи електромагнітних випромінювань включають: електродвигуни (кГц) радіохвилі (кГц-ГГц), мікрохвилі (10^{11} Гц), інфрачервоне випромінювання (10^{13} Гц), видиме світло (10^{14} Гц),

ультрафіолетове випромінювання (10^{15} Гц), рентгенівське (10^{20} Гц) і гамма-випромінювання (10^{23} Гц).

Умови поширення зосереджених завад і корисних сигналів близькі між собою, тому статистичні характеристики таких завад подібні до характеристик корисного сигналу і залежать від конкретних умов зв'язку.

Для точного моделювання завад нам потрібна структура для моделювання як часової, так і спектральної їх характеристики. Точне моделювання статистики завад є ключем до високоякісної класифікації та покращення зашумленого сигналу. Найпростішим методом моделювання завад, який часто використовується в поточній практиці, є оцінка статистичних характеристик завад в періоди неактивності інформаційного сигналу. Це набір ймовірнісних моделей, такі як приховані моделі Маркова (НММ) або змішані Гаусівські моделі (GMM).

Отримані моделі використовуються для декодування базових станів сигналу та завади, а також для розпізнавання та посилення завадового сигналу.

2.3 Детектування нефлюктуаційних завад

Для кількісної оцінки погіршення, спричиненого нефлюктуаційною імпульсною завадою, можна використовувати кілька різних методів. Можна оцінювати відсоток вибірок сигналу, спотворених імпульсами, середнє значення та дисперсію інтервалу появи імпульсів, середнє співвідношення сигнал/шум і миттєве співвідношення сигнал/шум. При імпульсному шумі, що з'являється у вигляді сплесків, необхідними додатковими параметрами є середні значення та дисперсії числа імпульсів у пакеті, тривалість пакетів та інтервал між пакетами.

Для імпульсної завади середнє відношення сигналу до імпульсної завади, усереднене по всій часовій послідовності включаючи випадки часу, коли імпульси відсутні, залежить від двох параметрів: а) середньої

потужності кожного імпульсного шуму та б) швидкості появи імпульсної завади шуму. Нехай P_i – середня потужність кожного імпульсу, а P_s – потужність сигналу миттєве відношення сигнал/шум визначається як:

$$SINR(m) = \frac{P_s(m)}{P_i b(m)} \quad (2.6)$$

Середнє відношення сигналу до імпульсного шуму, припускаючи, що параметр α є часткою вибірок сигналу забруднених імпульсною завадою, можна визначити як:

$$SINR = \frac{P_s}{\alpha P_i} \quad (2.7)$$

Зауважте, що з рівняння (2.7) для заданої потужності сигналу існує багато пар значень α та P_i що можуть дати те саме середнє SINR.

Простий метод виявлення імпульсних завад полягає у встановленні певного амплітудного порогу та класифікації вибірки з амплітудами вище заданої межі, як завада. Цей метод працює досить добре для відносно імпульсів великої амплітуди, але неефективний, коли амплітуда завади падає нижче сигналу.

Виявлення можна покращити, використовуючи характерні відмінності між імпульсною завадою і сигналом. Така завада вносить нехарактерні розриви в корельований сигнал. Розрив стає більш помітним, коли сигнал диференціюється. Операція диференціювання еквівалентна декореляції або спектральному відбілюванню.

Кореляційна структура сигналу моделюється лінійним предиктором, а процес декореляції досягається зворотною фільтрацією. Модель лінійного предиктора — це всеполюсний фільтр, який моделює резонанси (смути)

спектральної огинаючої сигналу або системи. На рисунку 2.3. показано модель сигналу з завадами.

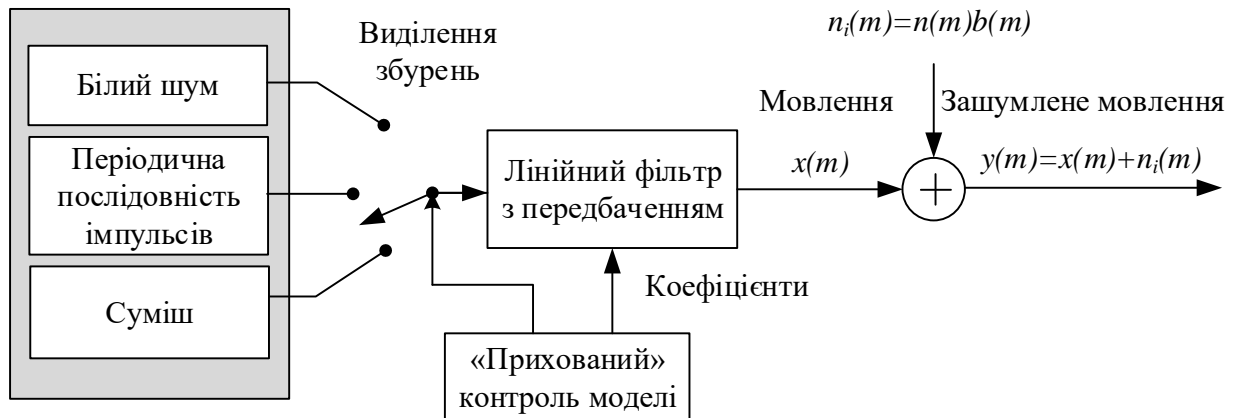


Рис. 2.3. Модель сигналу з завадою.

Безшумний сигнал $x(m)$ описується як модель лінійного прогнозування. Інформаційний сигнал моделюється лінійним предиктором. Імпульсна завада моделюється як амплітудно-модульований бінарний процес.

$$x(m) = \sum_{k=1}^P a_k x(m-k) + e(m) \quad (2.8)$$

де $a = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T$ - вектор-коефіцієнт лінійного предиктора порядку P , і збудження $e(m)$ є або шумоподібним сигналом, або сумішшю випадкової завади та квазіперіодичної серії імпульсів. Детектор імпульсної завади заснований на спостереженні лінійних предикторів є гарною моделлю корельованих сигналів, але не некорельованого бінарного шуму імпульсного типу.

Перетворення зашумленого сигналу $y(m)$ у сигнал збудження предиктора має такі ефекти:

1) Масштаб амплітуди сигналу зменшується майже до вихідного сигналу збудження, тоді як масштаб амплітуди завади залишається незмінним або збільшується.

2) Сигнал декорельований, тоді як імпульсна завада розмита і трансформована у масштабовану версію імпульсної характеристики інверсного фільтра.

Обидва ефекти покращують виявлення завади. Поліпшення виявлення шумового імпульсу, отримане за допомогою зворотної фільтрації, може бути суттєвим і залежить від змінної в часі кореляції структура сигналу.

Якщо записати можемо переписати модель сигналу з завадою як:

$$y(m) = x(m) + n_i(m) = \sum_{k=1}^P a_k x(m-k) + e(m) + n_i(m) \quad (2.9)$$

де $y(m)$, $x(m)$ і $n_i(m)$ – зашумлений сигнал, сигнал і шум відповідно. Використовуючи оцінку \hat{a} вектора коефіцієнтів предиктора a , зашумлений сигнал $y(m)$ може бути зворотно відфільтрований і перетворений на шумовий сигнал збудження $v(m)$ як:

$$\begin{aligned} v(m) &= y(m) - \sum_{k=1}^P \hat{a}_k y(m-k) = \\ &= x(m) + n_i(m) - \sum_{k=1}^P (\hat{a}_k - a_k) [x(m-k) + n_i(m-k)] \end{aligned} \quad (2.10)$$

де a_k – похибка оцінки коефіцієнта предиктора. Використовуючи рівняння (2.8) рівняння (2.10) можна переписати в такій формі:

$$v(m) = e(m) + n_i(m) + \sum_{k=1}^P a_k x(m-k) - \sum_{k=1}^P \hat{a}_k n_i(m-k) \quad (2.11)$$

З рівняння (2.11) бачимо, що є по суті три члени, які характеризують появу завади:

1) імпульсні завади $n_i(m)$, які зазвичай є домінуючим шумовим елементом;

2) ефект останніх P зразків завади, розмиті до теперішнього часу дією зворотної фільтрації $\sum_{k=1}^P a_k n_i(m-k)$;

3) збільшення дисперсії сигналу збудження, викликане помилкою оцінки вектора параметрів і виражається членом $\sum_{k=1}^P a_k x(m-k)$.

Результуючий ефект від застосування запропонованої схеми можна сформулювати наступним чином. Відношення імпульсної завади до шумового сигналу визначається як:

$$\frac{P_i}{P_s} = \frac{E[n_i^2(m)]}{E[x^2(m)]}, \quad (2.12)$$

де $E[\cdot]$ є оператором очікування.

Припускаючи, що домінуючим у зашумленому сигналі збудження $v(m)$ є імпульс $n_i(m)$, відношення шуму до сигналу збудження дорівнює

$$\frac{P_i}{P_e} = \frac{E[n_i^2(m)]}{E[e^2(m)]}. \quad (2.13)$$

Загальний приріст у відношенні імпульсної завади до сигналу (INSR) отримуємо з рівнянь (2.12) і (2.13), як:

$$INSR = \frac{E[x^2(m)]}{E[e^2(m)]} \quad (2.14)$$

Цей аналіз демонструє, що покращення здатності до детектування імпульсних завад залежить від характеристики підсилення потужності, зумовлені резонансами моделі лінійного предиктора.

Для аудіосигналів шкала амплітуди безшумного збудження становить від 10^{-1} до 10^{-4} від величини інформаційного сигналу; тому можна очікувати суттєвого покращення виявлення імпульсного шуму завдяки застосуванню зворотної фільтрації зашумлених аудіосигналів.

2.4 Оцінка параметрів надійності виявлення збурень

На блок-схемі на рисунку 2.3 поріг, який використовується для виявлення імпульсної завади шуму від сигналу збудження виводиться з нелінійної стійкої оцінки потужності збудження. Надійна оцінка параметра, такого як потужність сигналу, за наявності імпульсної завади вимагає використання детекторів, що є не надто чутливі до відхилень вхідного сигналу від прийнятої його моделі. У надійному оцінювачі вхідна вибірка з надзвичайно великою амплітудою має обмежений вплив на результати оцінювання. Більшість алгоритмів обробки сигналів розроблено для адаптивної фільтрації мови, розпізнавання, кодування мови тощо базуються на припущенні, що сигнал і завада є розподіленими за Гаусом, і використовують як критерій оптимальності середню квадратичну міру відстані. Проте, середньоквадратичний критерій помилки чутливий до негаусових подій, таких як імпульсна завада. Сильна імпульсна завада може істотно спотворити вплив безшумних вибірок.

Рисунок 2.4 ілюструє варіації кількох функцій оцінки рівня помилки з параметром θ . На рисунку 2.4. а) показано функцію оцінки найменшого квадрата помилки та її функцію впливу. Функція впливу є похідною функції оцінки, і, як випливає з назви, вона має прямий вплив на оцінку результатів. З

функції впливу на рисунку 2.4. а) видно, що необмежена вибірка має необмежений вплив на результати оцінювання.

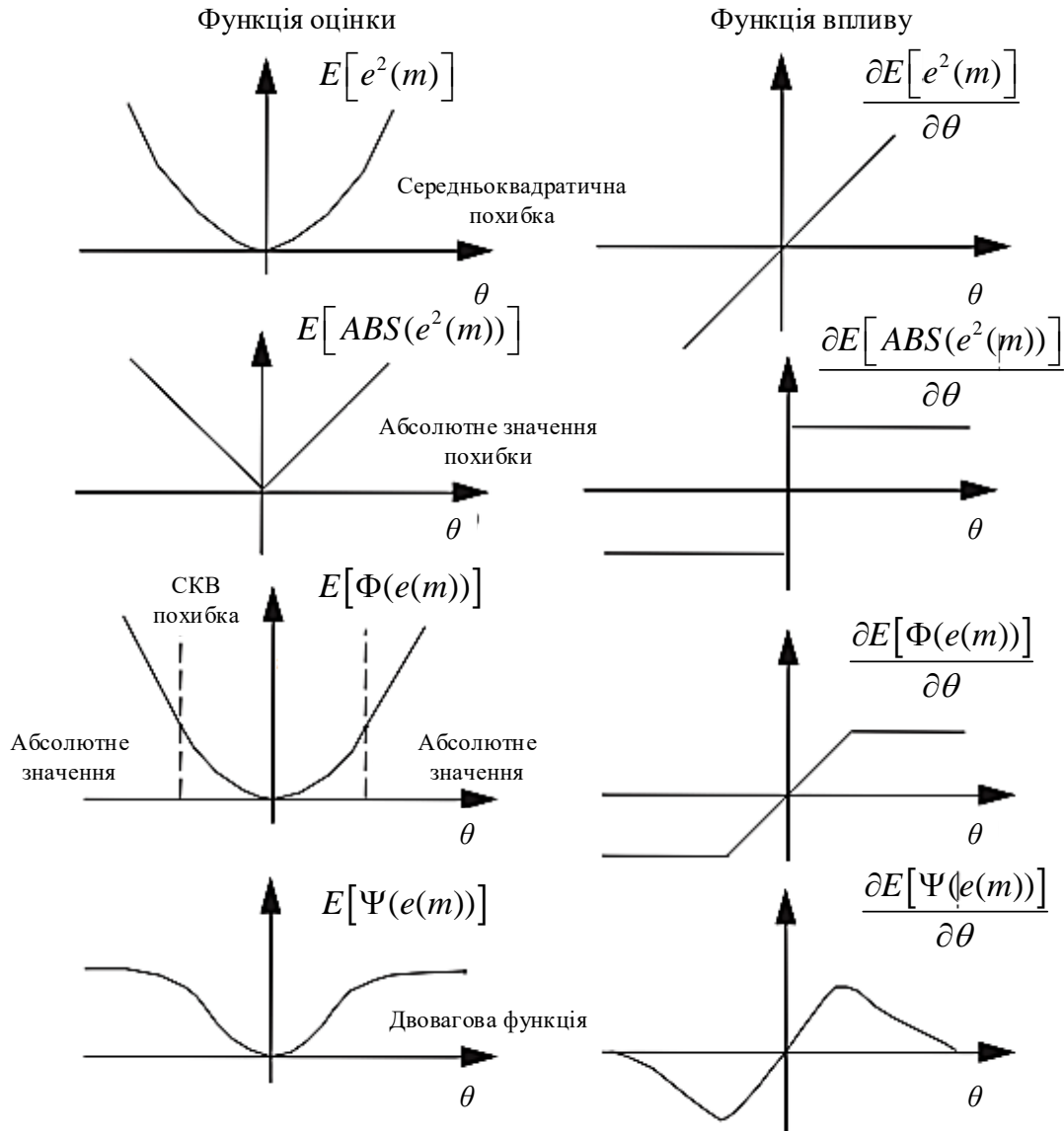


Рис. 2.4. Ілюстрація ряду функцій оцінки помилки та відповідних функцій впливу.

Метод покращення надійності оцінки полягає у використанні нелінійної функції та обмеженні впливу будь-якої вибірки за результатами загального оцінювання. Абсолютне значення похибки є стійкою функцією оцінки, що проілюстровано функцією впливу на рисунку 2.4. б). Одним із недоліків цієї функції є те, що вона не є неперервною.

Ще один недолік полягає в тому, що він не враховує той факт, що на практиці велика частка пакетів не забруднені імпульсною завадою і цілком можуть бути змодельовані за допомогою Гаусівських розподілів.

Багато процесів можна розглядати як Гаусівські для значень вибірки, які групуються навколо середнього. Для таких процесів, бажано мати функцію впливу, яка обмежує вплив викидів і в той самий час є лінійною і оптимальною для великої кількості вибірок відносно малої амплітуди, які можуть розглядатись як нормально розподілені. Однією з таких функцій є функція Губера, яка визначається як:

$$\psi[e(m)] = \begin{cases} e^2(m), & \text{if } |e(m)| \leq k \\ k|e(m)|, & \text{інакше} \end{cases} \quad (2.15)$$

Функція Губера, показана на малюнку 2.4. в), є гібридом оцінки найменшого середньоквадратичного відхилення та абсолютного значення функцій помилок.

Двовагова функція Тьюкі, яка є надійнісною цільовою функцією повторного спадання, визначається як:

$$\psi[e(m)] = \begin{cases} \{1 - [1 - e^2(m)^3]\} / 6, & \text{if } |e(m)| \leq 1 \\ 1/6, & \text{інакше} \end{cases} \quad (2.16)$$

Як показано на малюнку 2.4. г), функція впливу є лінійною для малих значень сигналу, але затухає, коли значення сигналу перевищує деякий поріг. Поріг можна отримати з надійної оцінки значення середньої потужності сигналу.

2.5 Висновки по розділу

1. На основі аналізу умов та факторів функціонування телекомунікаційних мереж передачі дискретних сигналів, встановлено, що основними видами нефлуктуаційних завад, які можуть чинити вплив на завадостійкість прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією та співвимірні по амплітуді та інтенсивності є гармонічна завада, імпульсна завада, а також мультиплікативні спотворення.

2. 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.

3. Показано, що процедура диференціювання покращує виявлення імпульсного шуму. Базуючись на цьому спостереженні, запропоновано алгоритм для виявлення імпульсного шуму на основі моделі лінійного прогнозування сигналу.

4. Запропоновано використання двовагової функції Тьюкі, яка є гібридом оцінки найменшого середньоквадратичного відхилення та абсолютного значення функцій помилок і може забезпечити надійну оцінку рівня помилки.

РОЗДІЛ 3

ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ПРИ НАЯВНОСТІ НЕФЛУКТУАЦІЙНИХ ЗАВАД

3.1. Методичний підхід до оцінки завадостійкості кореляційного когерентного приймача сигналів БФМ при наявності нефлуктуаційних завад

Проведемо аналіз завадостійкості когерентного прийому сигналів БФМ при наявності шумових та нефлуктуаційних завад різного виду.

Класичний кореляційний когерентний приймач (рис. 1.9) сигналу (1.1) в присутності білого Гаусівського шуму здійснює обчислення інтегралів згортки I , коливання $x(t)$ прийнятого на вході сигналу, та M опорних сигналів:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt. \quad (3.1)$$

Для достовірності аналізу припустимо, що когерентний приймач має ідеальну фазову і тактову синхронізацію.

Правильний прийом j -го каналного символу відповідає виконанню умови

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

Ймовірність цієї події дорівнює:

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

де: $p(I_j > I_i)$ – умовна ймовірність того, що при передачі j -го символу напруга на виході j -го корелятора більша вихідної напруги будь-якого іншого i -го корелятора.

Врахуємо той факт, що всі апіорні ймовірності каналних символів рівні, а сигнальне сузір'я БФМ симетричне (рис. 1.1). Це дозволить визначити загальну ймовірність правильного прийому P_s , як ймовірність правильного прийому для одного символу, наприклад, з індексом «0»:

$$P_s = \prod_{i=1}^{M-1} p(I_0 > I_i) / 0. \quad (3.2)$$

Тоді ймовірність помилки при прийомі каналного символу дорівнює:

$$P_{es} = 1 - P_s. \quad (3.3)$$

З роботи [1] відомо, що при достатньо великих відношеннях сигнал/шум між ймовірністю помилки P_{es} та ймовірністю бітової помилки P_{eb} справедливе співвідношення:

$$P_{eb} = P_{es} / \log_2 M. \quad (3.4)$$

Нехай на вході приймача системи передачі даних (рис. 3.1) крім корисного сигналу присутній білий Гаусівський шум $n(t)$ і нефлюктуційна завада. Для аналізу завадостійкості оберемо три найбільш розповсюджених види нефлюктуційних завад $s_n(t)$ з амплітудою, співвимірною до амплітуди корисного сигналу. А саме:

- гармонічна завада (2.2) з відхиленням $\Delta\omega_n$ відносно центральної частоти спектру сигналу БФМ;
- хаотична імпульсна завада (2.4) с тривалістю імпульсу τ_3 ;
- мультиплікативна завада (2.5) з Райсівським законом розподілу.

Таким чином, процес $x(t)$, що входить у (3.1), має вигляд:

$$x(t) = s_i(t) + s_n(t) + n(t) \quad (3.5)$$

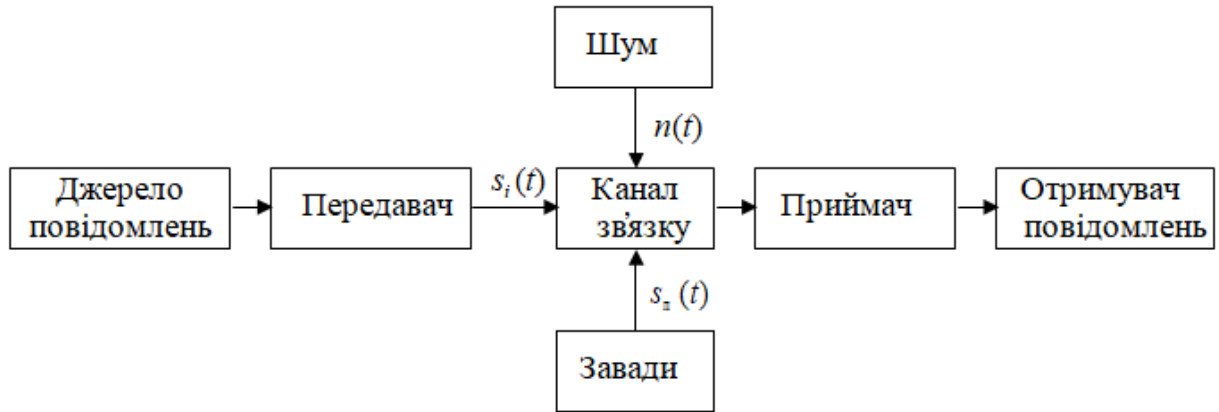


Рис. 3.1. Структурна схема системи передачі даних

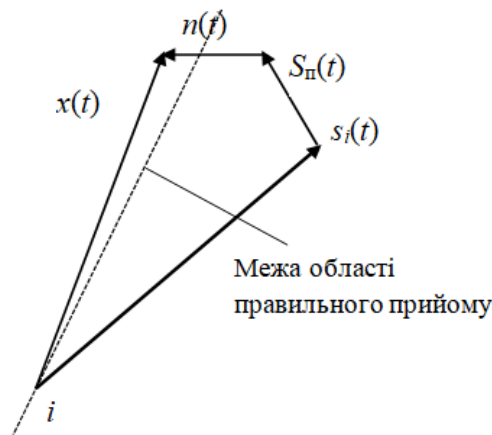


Рис. 3.2. Векторне представлення БФМ сигналу, шуму та завади.

Пояснимо методику розрахунку ймовірності помилки при прийомі канального символу з індексом « i ». Для цього звернемося до векторного представлення БФМ сигналу, шуму й завади (рис. 3.2). Можна зафіксувати початкову фазу φ_n вектора завади $s_n(t)$. Тоді сумарний вектор $s_i(t) + s_n(t)$ будемо вважати умовно детермінованим, але процеси I_i на виходах кореляторів демодулятора будуть випадковими за рахунок шуму i

розподілені за нормальним законом розподілу. Нескладно розрахувати статистичні характеристики таких розподілів - умовних за початковою фазою завади φ_n , а саме, середні значення $m_0, \dots, m_i, \dots, m_{M-1}$, дисперсії $D_0, \dots, D_i, \dots, D_{M-1}$, взаємні кореляційні моменти M_{0-i} , а також характеристики процесів $y = I_0 - I_i$ на вході пристрою порівняння кореляційних інтегралів:

$$m_{0-i} = \langle y_{0-i} \rangle = \langle I_0 \rangle - \langle I_i \rangle = m_0 - m_i \quad (3.6)$$

та

$$D_{0-i} = D_0 + D_1 - 2M_{0-i} \quad (3.7)$$

Для розрахунку величин (3.6) та (3.7) необхідно у (3.5) підставити вираз (1.1) при $i = 0$ й один з виразів для нефлюктуаційної завади, а отриману адитивну суміш підставити у (3.1). Слід урахувати, що

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

В результаті можна отримати:

$$\begin{aligned} m_0 = \langle I_0 \rangle &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle x(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) + n(t) \rangle \\ &\quad \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle \\ &\quad \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + 0 = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt; \\ m_i = \langle I_i \rangle &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) + n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt = \\
&\frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}) dt + 0 = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_3(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \\
&\frac{i2\pi}{M}) dt.
\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
D_i &= \langle I_i^2 \rangle - \langle I_i \rangle^2 = \langle I_i^2 \rangle - m_i^2 = \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1) x(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \frac{i2\pi}{M}) \\
&\cos(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}) dt_1 dt_2 - m_i^2 = \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} [s_0(t_1) + s_3(t_1)][s_0(t_2) + s_n(t_2)] \cos(\omega_0 t_1 + \frac{i2\pi}{M}) \\
&\cos(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}) dt_1 dt_2 + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1) n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \frac{s2\pi}{M}) \cos(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}) dt_1 dt_2 - \\
&m_i^2 = m_i^2 + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \frac{N_0 T_s}{4} - m_i^2 = \frac{2N_0}{N_0}.
\end{aligned}$$

Змішані моменти, що входять у (3.7), знаходяться подібним чином, наприклад:

$$\begin{aligned}
M_{0-i} &= \frac{4A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1) x(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}) dt_1 dt_2 - m_0 m_i = \\
&= \frac{4A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} [s_0(t_1) + s_3(t_1)][s_0(t_2) + s_3(t_2)] \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}) dt_1 dt_2 \\
&+ \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1) n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0) \cos(\omega_0 t_2 + \frac{i2\pi}{M}) dt_1 dt_2 - m_0 m_i = \\
&= m_0 m_i + \frac{4A_0^2}{N_0^2} \frac{N_0 T_s}{4} \cos(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}) - m_0 m_i = \frac{2E_s}{N_0} \cos(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}).
\end{aligned}$$

Дисперсія, що входить (3.7), дорівнює

$$D_{o-i} = \frac{4Es}{N_0} \left[1 - \cos\left(\varphi_o - \frac{i2\pi}{M}\right) \right]. \quad (3.8)$$

Після проведення цих розрахунків нескладно визначити також умовні ймовірності помилки, наприклад, за параметром φ_n , що входять до (3.2). Вони можуть бути обчислені за такою формулою:

$$p_i(I_o > I_i)_{/o} = 1 - \Phi\left(\frac{m_{o-i}}{\sqrt{D_{o-i}}}\right). \quad (3.9)$$

Далі можна визначити умовні ймовірності символної (3.3) та бітової (3.4) помилок $P_{eb}(\varphi_n)$.

Для отримання безумовної ймовірності бітової помилки необхідно провести усереднення отриманих результатів $P_{eb}(\varphi_n)$ за випадковою величиною φ_n :

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\varphi_n) d\varphi_n.$$

Вивести точну формулу для ймовірності помилки не вдається, тому для отримання остаточних результатів можна скористатися чисельним усередненням.

3.2. Дослідження завадостійкості кореляційного когерентного прийому сигналів БФМ за наявності гармонічної завади

В ході дослідження змодельовано безпосередні характеристики завадостійкості прийому сигналу при впливі на нього одночасно шумової та гармонічної завад.

Як гармонічну заваду розглянемо сигнал виду (2.2).

У середовищі Simulink, для прикладу, подано сузір'я сигналів 8-ФМ до та після накладання білого Гаусівського шуму та гармонічної завади (рис. 3.3).

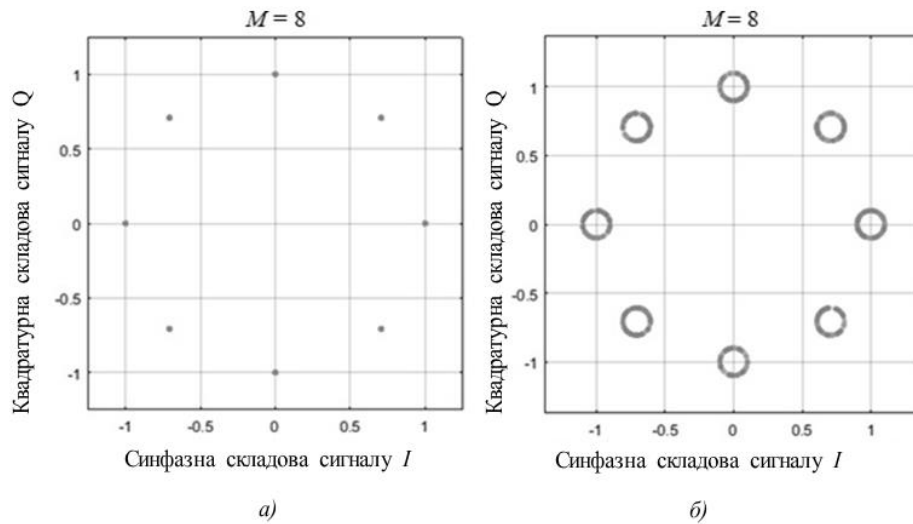


Рис. 3.3. Сузір'я сигналів 8-ФМ без завади (а)
та з гармонічною завадою (б).

Згідно з вищевикладеною методикою, розрахуємо величини, що входять до (3.6) та (3.7), з урахуванням (1.1), (2.2), (3.1) та (3.5).

Середні значення:

$$\begin{aligned}
 m_0 &= \langle I_0 \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\
 &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} (\cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \mu \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_n)t + \varphi_n]) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\
 &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \frac{2A_0^2}{N_0} \mu \int_0^{T_s} \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_n)t + \varphi_n] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 m_i &= \langle I_i \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + s_n(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\
 &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} (\cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \mu \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_n)t + \varphi_n]) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt =
 \end{aligned}$$

$$= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt + \frac{2A_0^2}{N_0} \mu \int_0^{T_s} \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\pi})t + \varphi_{\pi}] \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt.$$

Після інтегрування отримуємо:

$$m_0 = \frac{2E_s}{N_0} \left[1 + \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2}}{\frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2}} (\cos\varphi_0 \cos\eta + \sin\varphi_0 \sin\eta) \right],$$

$$m_i = \frac{2E_s}{N_0} \left[\cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right) + \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2}}{\frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2}} \left(\cos \frac{i2\pi}{M} \cos\eta + \sin \frac{i2\pi}{M} \sin\eta \right) \right],$$

де параметр $\eta = \frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2} + \varphi_{\pi}$, - випадкова величина, рівномірно розподілена на півінтервалі $(-\pi, +\pi]$.

Середнє значення m_{0-i} визначається як:

$$m_{0-i} = \frac{2E_s}{N_0} \left\{ 1 - \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right) + \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2}}{\frac{\Delta\omega_{\pi} t}{2}} \left[\left(\cos\varphi_0 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right) \cos\eta + \left(\sin\varphi_0 - \sin \frac{i2\pi}{M} \right) \sin\eta \right] \right\},$$

а дисперсії D_{0-i} :

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} \left[1 - \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right) \right].$$

Якщо для зручності припустити, що $\varphi_0 = 0$, то

$$m_{0-i} = \frac{2E_s}{N_0} \left\{ 1 - \cos \frac{i2\pi}{M} + \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_\pi t}{2}}{\frac{\Delta\omega_\pi t}{2}} \left[\left(1 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right) \cos \eta - \sin \frac{i2\pi}{M} \sin \eta \right] \right\},$$

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

Умовні за параметром η ймовірності, які виходять з (3.2), можуть бути обчислені по формулі (3.9).

Безумовну ймовірність помилки прийому каналного символу (3.3) і бітової помилки (3.4) отримаємо, усереднивши P_{es} і P_{eb} по випадковій величині η :

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

Ці результати отримані численним усередненням.

На рис. 3.4. показані залежності ймовірності помилки P_{eb} від відношення сигнал/шум (ВСШ) $\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{kN_0}$ при нульовому розладі гармонічної завади $\Delta\omega_\pi T_s$ (прицільна завада).

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 становиться помітним. При великій інтенсивності ($\mu \geq 0,5$) прицільні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів БФМ. Цей висновок підтверджують і графіки, які приведені на рис. 3.5, де для порівняння дані криві завадостійкості для усіх досліджених сигналів в залежності від величини μ . Також можна зазначити, що, якщо для шумової завади ($\mu = 0$) завадостійкість побітового прийому 2-ФМ і 4-ФМ однакова, то в присутності гармонічної завади 4-ФМ вона починає суттєво програвати.

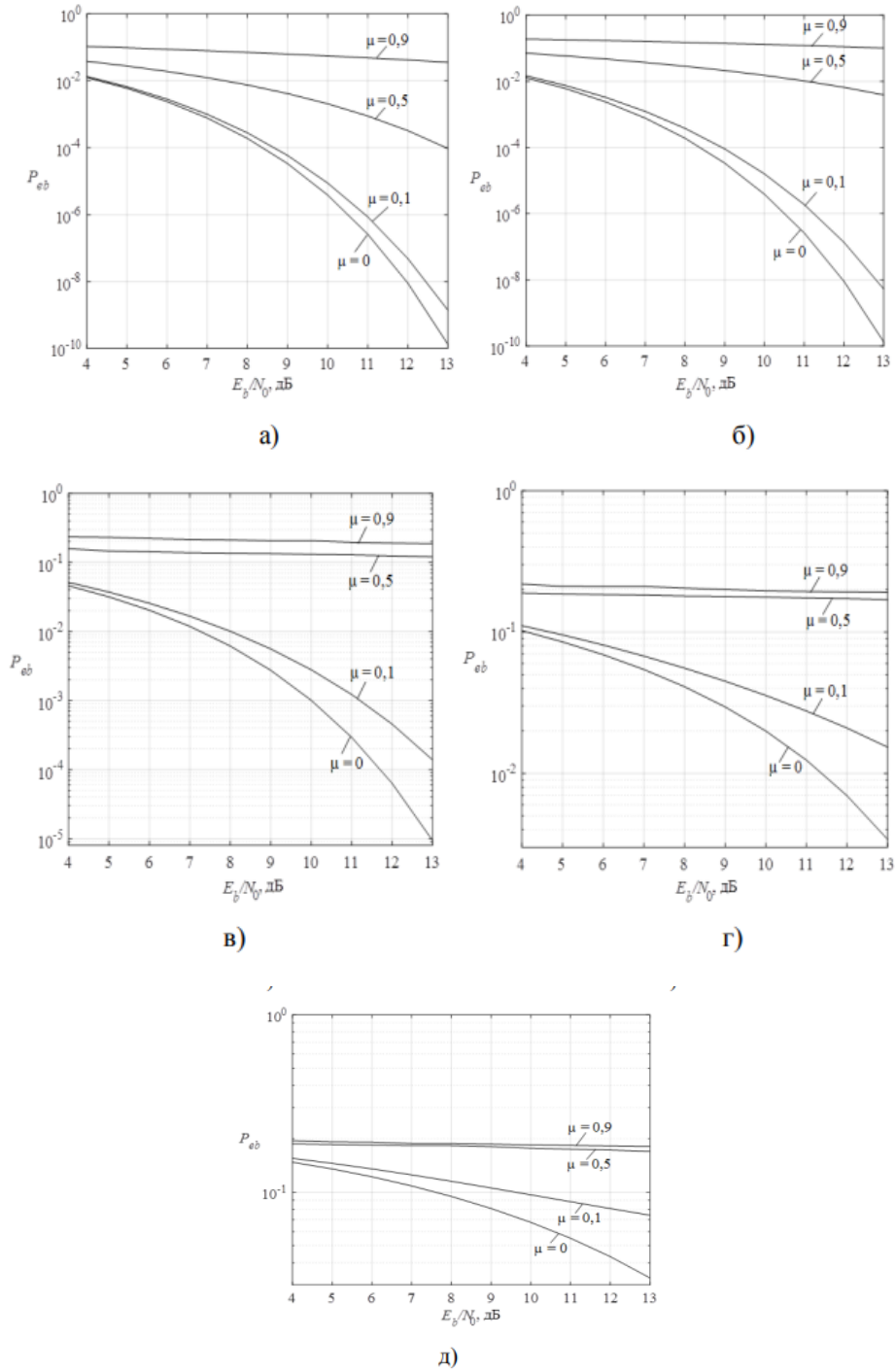


Рис. 3.4. Залежності ймовірності бітової помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 для БФМ в присутності гармонічної завади: а) – 2-ФМ; б) – 4-ФМ; в) – 8-ФМ; г) – 16-ФМ; д) – 32-ФМ

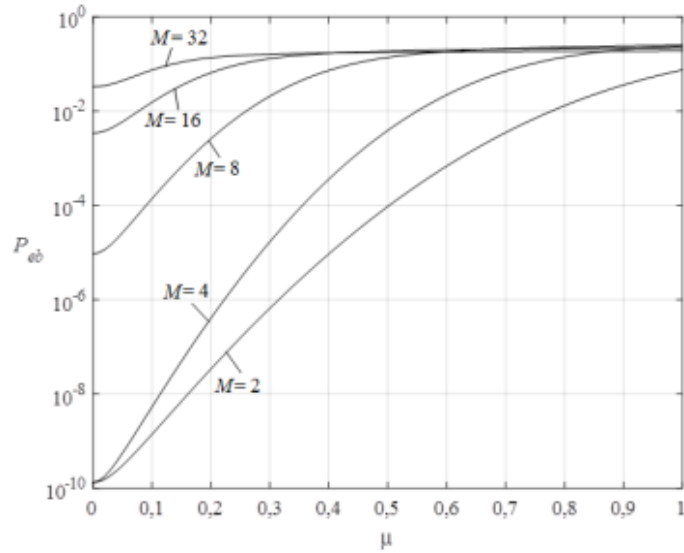


Рис. 3.5. Залежності ймовірності бітової помилки P_{ob} від інтенсивності гармонічної завади μ при $E_b / N_0 = 13$ дБ

Досліджено характер зміни завадостійкості прийому сигналів БФМ в залежності від величини розладу гармонічної завади $\Delta\omega_{\pi}T_s$. Відповідні криві показані на рис. 3.6.

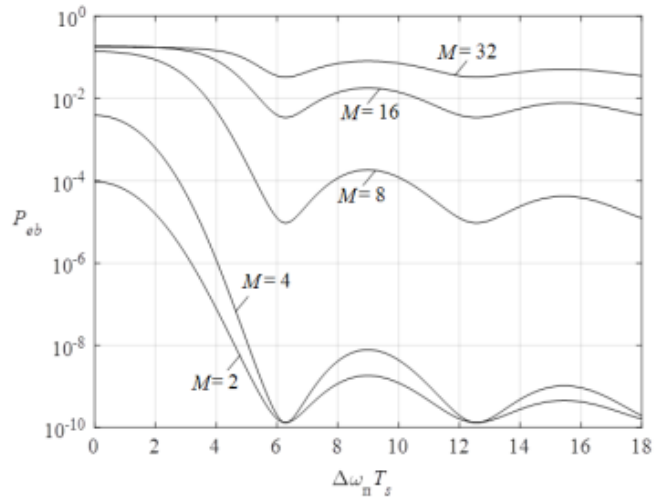


Рис. 3.6. Залежності ймовірності бітової помилки P_{ob} від розладу гармонічної завади $\Delta\omega_{\pi}T_s$ при $E_b / N_0 = 13$ дБ, $\mu = 0,5$

В усіх показаних випадках ймовірність помилки 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 $\Delta\omega_{\text{п}} > 5/T_s$, її впливом можна знехтувати.

3.3. Дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності імпульсної завади

Імпульсну заваду в розділі розглянуто у вигляді хаотичної послідовності радіоімпульсів виду (2.4).

Уявлення про часові співвідношення між корисним сигналом БФМ та імпульсною завадою дає рис. 3.7. Імпульс завади випадковим чином розташований у часі на тривалості тактового інтервалу корисного сигналу. Моменти переходу процесу зі стану A_1 до A_2 (2.4) утворюють пуасонівський потік з інтенсивністю λ_1 , а моменти переходу зі стану A_1 до A_2 – такий самий потік з інтенсивністю λ_2 . В цьому випадку ймовірність появи імпульсу на інтервалі тривалістю T_s дорівнює $P(1) = \lambda_1 T_s e^{-\lambda_1 T_s}$, а ймовірність його відсутності $P(0) = e^{-\lambda_1 T_s}$.

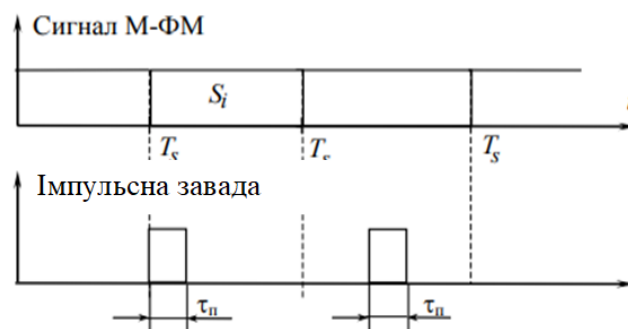


Рис. 3.7. Часові співвідношення між корисним сигналом та імпульсною завадою

У Simulink для прикладу отримані сигнальні сузір'я сигналів 8-ФМ до та після накладання білого Гаусівського шуму та імпульсної завади (рис. 3.8).

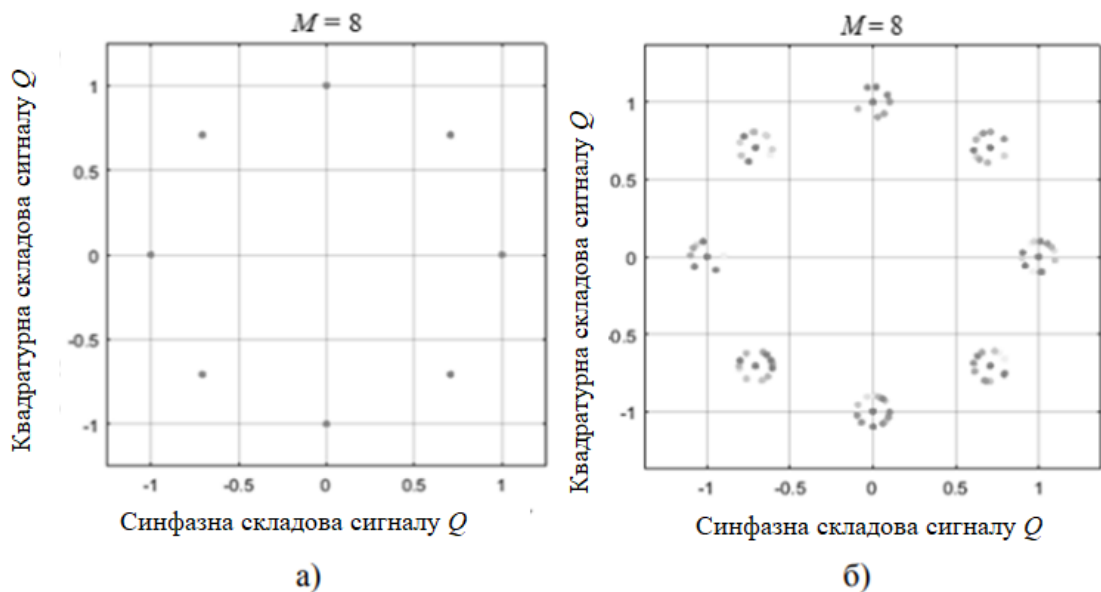


Рис. 3.8. Сузір'я сигналів 8-ФМ без завади (а) та з імпульсною завадою (б)

Ймовірність бітової помилки у присутності шуму та імпульсної завади може бути визначена таким чином:

$$P_{eb} = P(0)P_{e/\text{ш}} + P(1)P_{\frac{e}{\text{ш}}+n}. \quad (3.10)$$

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

Імпульс завади (2.4) можна розглядати як відрізок гармонічного коливання тривалістю τ_n з частотою, що збігається з центральною частотою спектра корисного сигналу ω_0 . Отже, у цьому випадку можна скористатися результатами п. 3.1, що отримані при $\Delta\omega_0 = 0$.

Ймовірність помилки за наявності лише шуму визначається наступним чином:

$$P_{e/ш} = 1 - Q \left[\frac{\frac{2E_s}{N_0}(1 - \cos \frac{i2\pi}{M})}{\sqrt{\frac{4E_s}{N_0}(1 - \cos \frac{i2\pi}{M})}} \right], \quad (3.11)$$

а ймовірність помилки за наявності шуму та завади на тактовому інтервалі:

$$P_{e/ш+n} = 1 - Q \left\{ \frac{\frac{2E_s}{N_0}}{\sqrt{\frac{4E_s}{N_0}(1 - \cos \frac{i2\pi}{M})}} \left[\left(1 - \cos \frac{i2\pi}{M}\right) + \mu \frac{\tau_n}{T_s} \left(\left(1 - \cos \frac{i2\pi}{M}\right) \cos \varphi_n - \sin \frac{i2\pi}{M} \sin \varphi_n \right) \right] \right\} \quad (3.12)$$

Усереднення ймовірностей (3.10), (3.11) та (3.12) за випадковими параметрами φ_n та τ_n аналітично виконати не вдається, тому нижче наводяться результати розрахунків на комп'ютері.

На рис. 3.9-3.10 показана залежність ймовірності помилки від ВСШ для різних інтенсивностей завади μ при $\lambda_1 T_s = 0,1$.

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, наприклад, 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 $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,5$.

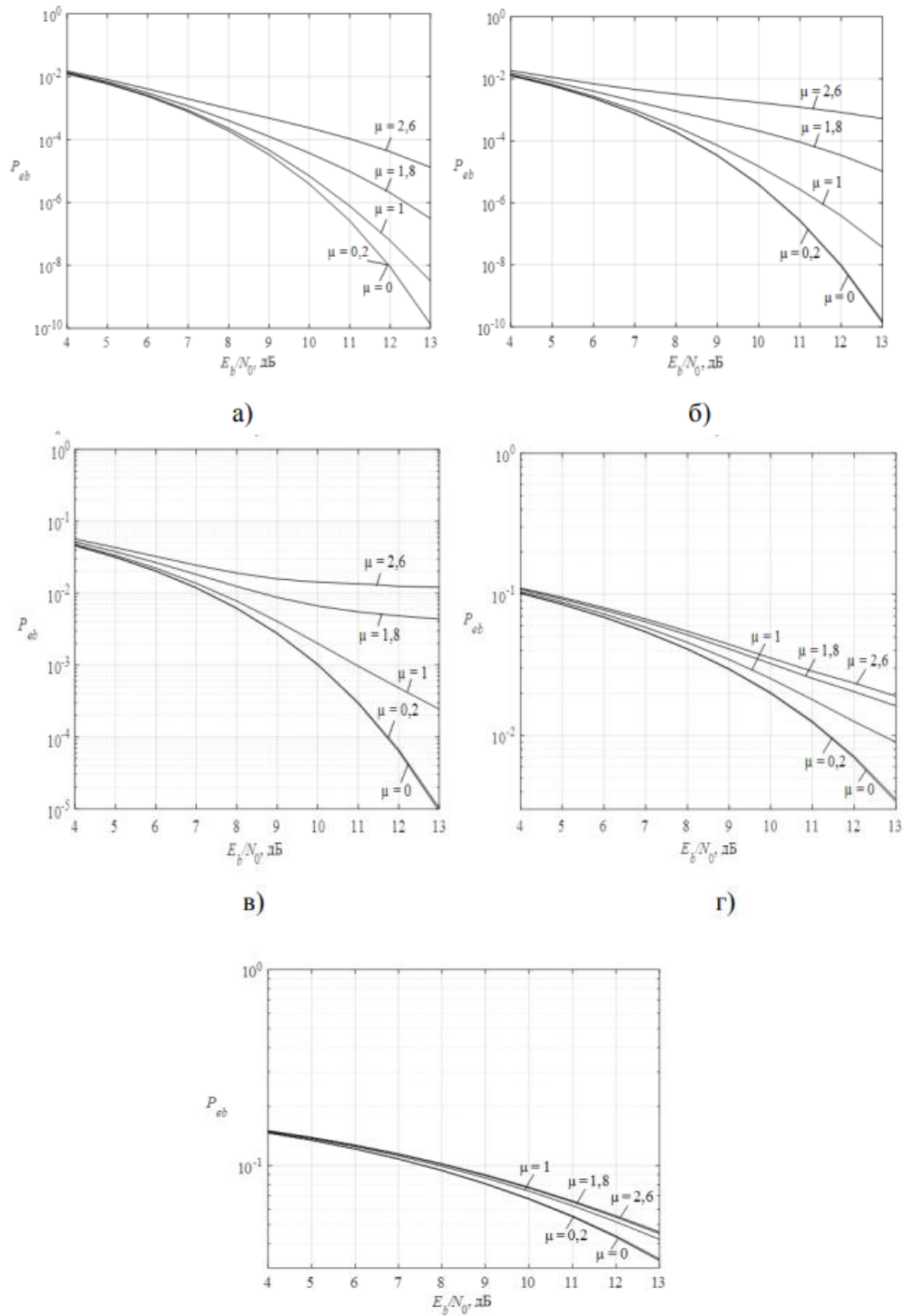


Рис. 3.9 Залежність ймовірності помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 для БФМ за наявності імпульсної завади $\lambda_1 T_s = 0,1$; $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,2$:
 а) - 2-ФМ; б) - 4-ФМ; в) - 8-ФМ; г) - 16-ФМ; д) - 32-ФМ.

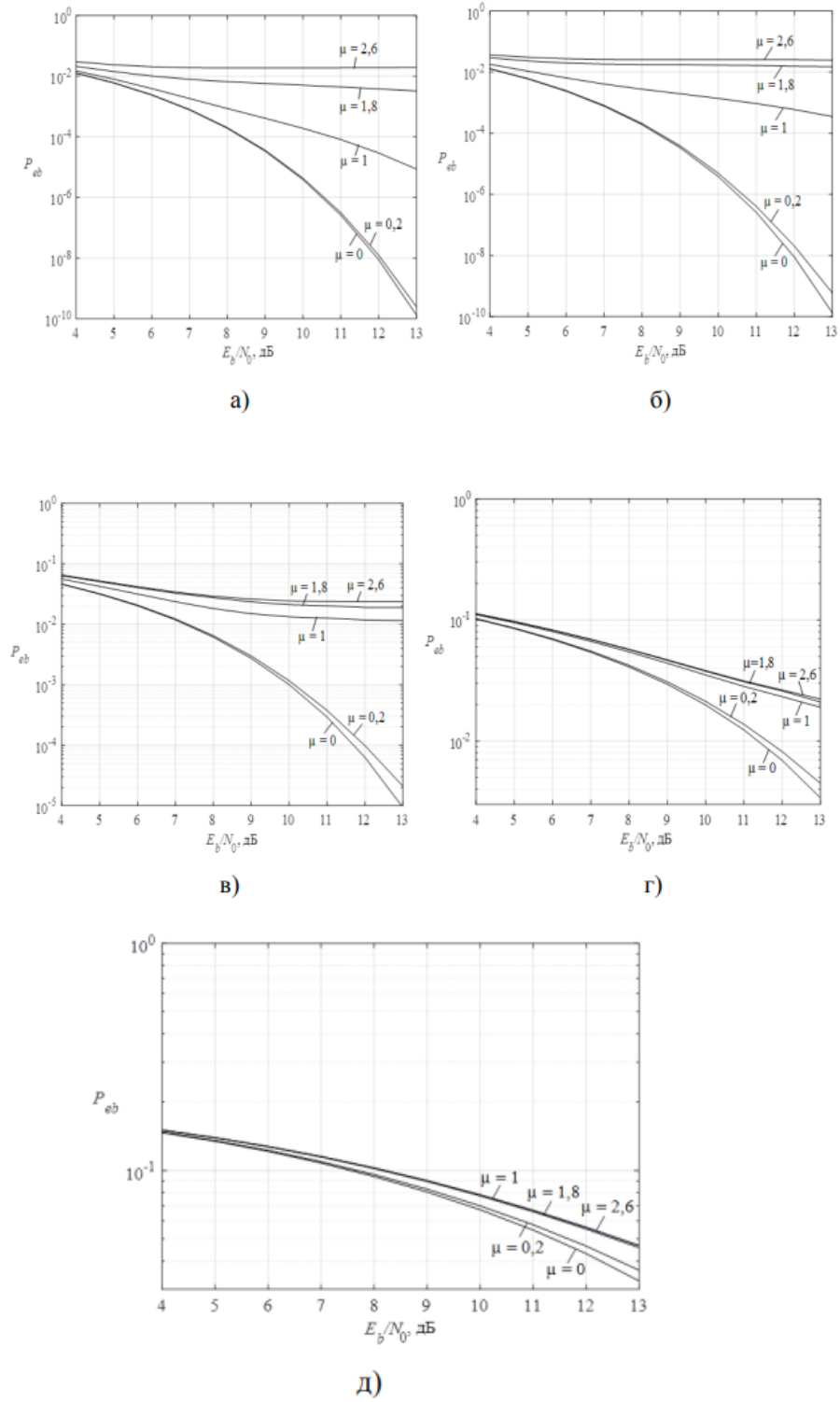


Рис. 3.10. Залежність ймовірності помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 для БФМ за наявності імпульсної завади $\lambda_1 T_s = 0,1$; $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,5$:
а) - 2-ФМ; б) - 4-ФМ; в) - 8-ФМ; г) - 16-ФМ; д) - 32-ФМ.

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.

3.4. Дослідження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ за наявності мультиплікативної завади

У радіоканалі зв'язку часто спостерігається перевідбиття електромагнітних хвиль від будівель, навколишніх предметів та інших поверхонь, тобто, канал є багатопроменевим. У п. 3.2 оцінено завадостійкість прийому сигналів БФМ за наявності в каналі тільки однієї ретрансльованої завади, а тепер досліджується стійкість до завад за наявності мультиплікативної завади (райсовський канал).

Математичний запис процесу, що відбувається на прийомі, за наявності мультиплікативної завади має вигляд (2.5).

У середовищі Simulink для прикладу отримані сузір'я сигналів 8-ФМ до та після накладання білого Гаусівського шуму та мультиплікативної завади (рис. 3.11).

Процес $x(t)$, що входить до (3.1), має вигляд:

$$x(t) = s_1(t) + n(t).$$

Згідно з методикою, викладеною вище, «зафіксуємо» величини μ і φ та розрахуємо величини, що входять до (3.6) та (3.7), з урахуванням (1.1), (2.5), (3.1).

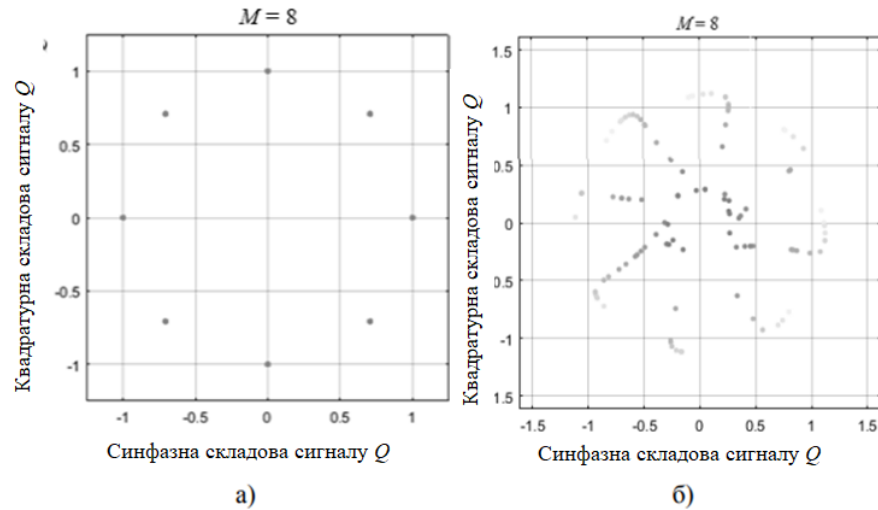


Рис. 3.11. Сузір'я сигналів 8-ФМ без завади (а) та з мультиплікативною завадою (б)

Середні значення:

$$\begin{aligned}
 m_0 &= \langle I_0 \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle x(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\
 &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\
 &= \frac{2\mu A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle n(t) \rangle \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = \\
 &= \frac{2\mu A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt + 0 = \frac{2\mu A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) dt \\
 &= \frac{2\mu E_s}{N_0};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 m_i &= \langle I_0 \rangle = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle x(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\
 &= \frac{2A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) + n(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\
 &= \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle s_0(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} \langle n(t) \rangle \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \\
 &= \frac{2\mu A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt + 0 =
 \end{aligned}$$

$$= \frac{2\mu A_0^2}{N_0} \int_0^{T_s} \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M}\right) dt = \frac{2\mu E_s}{N_0} \cos\left(\varphi_0 + \varphi - \frac{i2\pi}{M}\right).$$

Розрахунки показали, що середні значення m_{0-i} визначаються наступним чином:

$$m_{0-i} = \frac{2\mu E_s}{N_0} \left[1 - \cos\left(\varphi_0 + \varphi - \frac{i2\pi}{M}\right) \right],$$

а дисперсія визначається по формулі:

$$D_{0-i} = \frac{4E_s}{N_0} \left[1 - \cos\left(\varphi_0 - \frac{i2\pi}{M}\right) \right].$$

Якщо для спрощення розрахунків врахувати, що $\varphi_0 = 0$, то

$$m_{0-i} = \frac{2\mu E_s}{N_0} \left[1 - \cos\left(\varphi - \frac{i2\pi}{M}\right) \right],$$

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

Ймовірність (2.9) визначається наступним чином:

$$p_i(I_0 > I_i)|_0 = 1 - \Phi \left\{ \frac{\frac{2\mu E_s}{N_0} \left[1 - \cos\left(\varphi - \frac{i2\pi}{M}\right) \right]}{\sqrt{\frac{4E_s}{N_0} \left(1 - \cos\frac{i2\pi}{M} \right)}} \right\} =$$

$$= 1 - \Phi \left\{ \mu \left[1 - \cos\left(\varphi - \frac{i2\pi}{M}\right) \right] \sqrt{\frac{\frac{E_s}{N_0}}{\sqrt{\left(1 - \cos\frac{i2\pi}{M} \right)}}} \right\}.$$

Для усереднення ймовірності бітової помилки за випадковими параметрами μ і φ був використаний метод Монте-Карло.

Отримано залежність ймовірності бітової помилки P_{eb} від ВСШ $\frac{E_b}{N_0}$ M = 2, 4, 8, 16 та 32 при різних параметрах завад. На рис. 3.12 для прикладу наведено розраховані залежності при інтенсивності ретрансльованої завади $\mu = 0,1$, середньому значенні рівня сигналу при райсівських завмираннях $m_\mu = 1$, дисперсіях амплітудних завмирань D_μ та фази D_ϕ , рівних 0,01 та 0,1.

В разі мультиплікативної завади під величиною E_b розуміється середня енергія завмираючого сигналу. Для порівняння наведено графік завадостійкості прийому сигналів БФМ по відношенню тільки до білого гаусівського шуму.

Показано, що із збільшенням ступеня позиційності M корисного сигналу вплив багатопроменевого каналу значно посилюється, причому мультиплікативна завада значно небезпечніша, ніж ретрансльована (рис. 3.19). Для 2-ФМ та 4-ФМ присутність на вході приймача ретрансльованої завади з інтенсивністю $\mu = 0,1$ при $P_{eb} = 10^{-3}$ еквівалентна погіршенню ВСШ на 0,1 - 0,2 дБ, а для 16-ФМ це погіршення вже становить близько 2 дБ. Мультиплікативна завада з відносним середнім значенням 1, дисперсією амплітуди 0,01 та дисперсією фази 0,01 рад² 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.

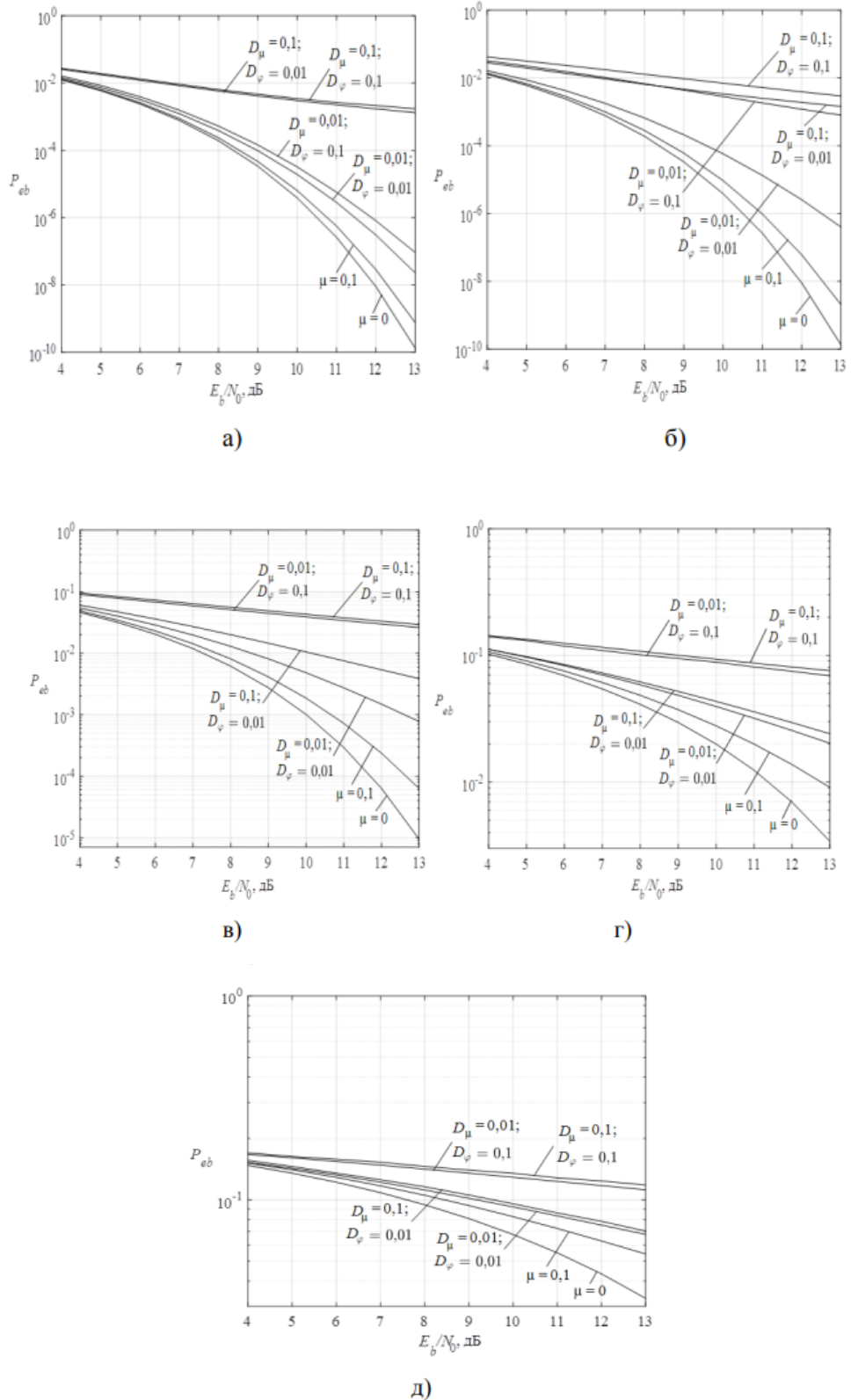


Рис. 3.12. Залежність ймовірності помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 для БФМ за наявності мультиплікативної завади: а) - 2-ФМ; б) - 4-ФМ; в) - 8-ФМ; г) - 16-ФМ; д) - 32-ФМ.

3.5 Оцінка ступеню зниження завадостійкості когерентного прийому сигналів БФМ в умовах впливу нефлюктуаційних завад

Оцінимо ступінь зниження завадостійкості когерентного приймача сигналів БФМ в умовах, коли в каналі зв'язку поряд з шумовою завадою присутня якась із розглянутих нефлюктуаційних завад. Та визначимо найбільш небезпечні види завад, вплив яких призводить до найбільшого зниження завадостійкості прийому сигналів БФМ.

Можна порівняти завадозахищеність когерентного приймача сигналів БФМ по відношенню до всіх розглянутих вище нефлюктуаційних завад. На рис. 3.13 показані зведені графіки для ймовірності помилки P_{eb} при однаковій інтенсивності заважаючих впливів $\mu = 0,5$ та вказаних вище параметрів. Розглянуто випадок, коли всі завади є прицільними, тобто центральні частоти їх спектрів збігаються з несучою частотою ω_0 сигналу БФМ. Для скануючої завади прийнято $\Delta\omega_d T_s = 6$, для ретрансльованої – $\tau/T_s = 0,5$, для ФМ – $T_s/T_n = 2$, для імпульсної – $(\tau_n / T_s)_{сер} = 0,5$.

Найнебезпечнішою за зазначених умов видається найпростіша гармонічна завада, далі в порядку зменшення шкідливого впливу слідують сигналоподібна ретрансльована (мультиплікативна), ФМ, скануюча та імпульсна завади. Цей порядок відображає загальну середню тенденцію, але, звичайно, може змінюватися, оскільки залежить від багатьох параметрів завад. Показано, що ефективність гармонічної та скануючої завад може значно знижуватися при їх великому частотному розладі щодо центральної частоти спектру корисного сигналу.

Величини енергетичного програшу прийому сигналів БФМ на фоні нефлюктуаційних завад наведені у табл. 3.1 та 3.2.

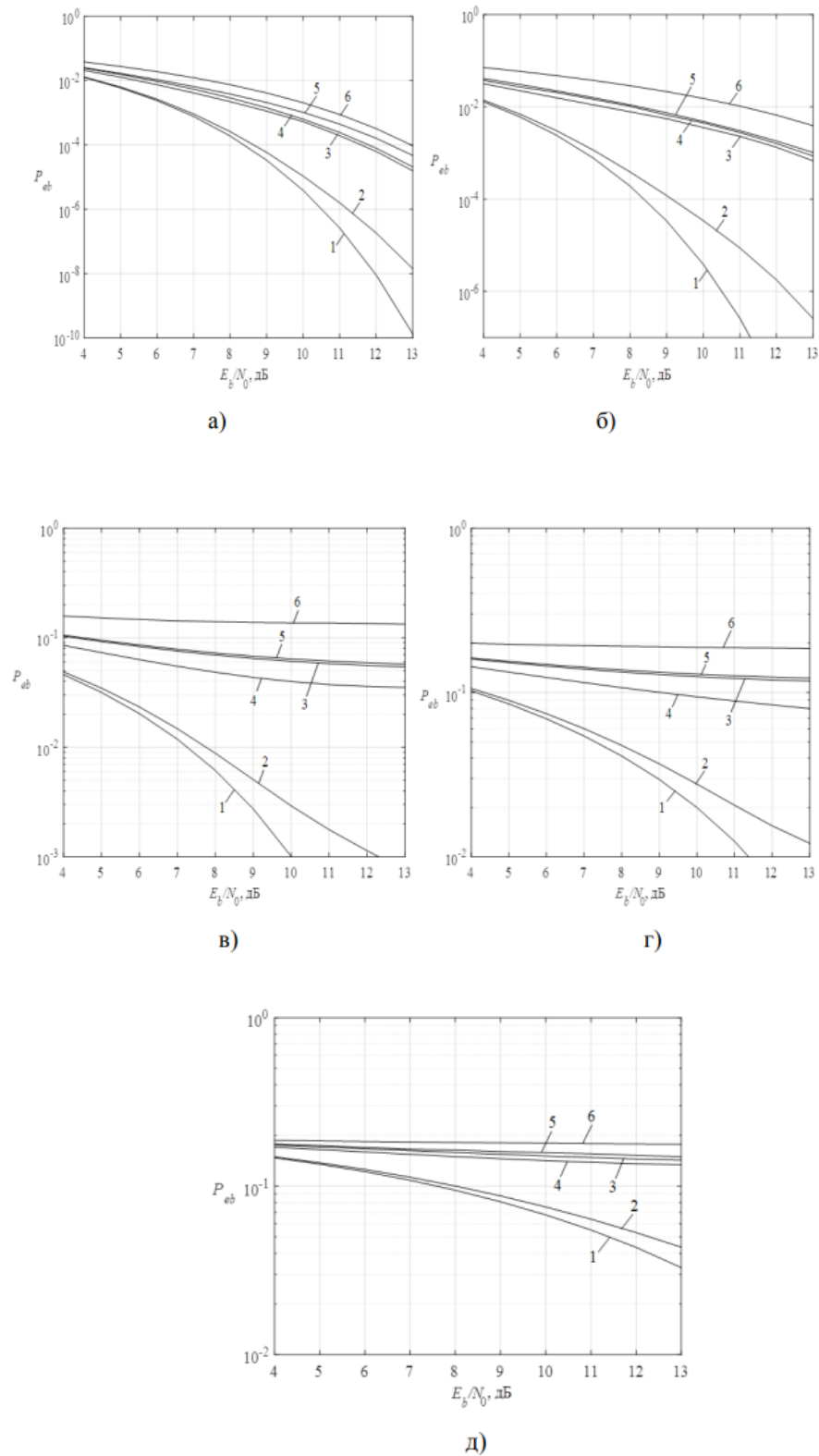


Рис. 3.13. Залежність ймовірності бітової помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 для когерентного прийому сигналів БФМ без завад (лінія 1) і при різних нефлуктуаційних завадах: 2 - імпульсна; 5 – мультиплікативна; 6 – гармонічна. а) - 2-ФМ; б) - 4-ФМ; в) - 8-ФМ; г) - 16-ФМ; д) - 32-ФМ

Таблиця 3.1. Величини енергетичного програшу прийому сигналів БФМ на фоні нефлюктуційних завад малої інтенсивності.

Тип завади (інтенсивність $\mu = 0,1$)	Енергетичний програш (дБ) при ймовірності помилки $P_{eb}=10^{-3}$				
	M = 2	M = 4	M = 8	M = 16	M = 32
Гармонічна	0,22	0,41	1,2	4,1	Програш критично великий
Мультиплікативна	0,18	0,24	1,0	2,6	
Імпульсна	Величина програшу мала і не оцінюється			0,1	

Таблиця 3.2. Величини енергетичного програшу прийому сигналів БФМ на тлі нефлюктуційних завад великої інтенсивності.

Тип завади (інтенсивність $\mu = 0,5$)	Енергетичний програш (дБ) при ймовірності помилки P_{eb}				
	M = 2	M = 4	M = 8	M = 16	M = 32
	10^{-3}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}	10^{-1}
Імпульсна	0,2	0,4	0,5	0,2	0,4
Гармонічна	4,1	8,2	1,2	4,1	Програш критично великий
Мультиплікативна	3,3	6,3	Програш критично великий		

Таким чином, з отриманих результатів випливає висновок: при розробці методів та пристроїв прийому сигналів БФМ у складній завадовій обстановці в першу чергу необхідно звернути увагу на синтез алгоритмів, спрямованих на придушення гармонічних та ретрансльованих (мультиплікативних) завад, що мають найбільший заважаючий ефект.

Для підвищення завадостійкості прийому сигналів БФМ на фоні гармонічної завади необхідно використовувати алгоритми компенсації завад, наприклад, адаптивні режекторні фільтри та відслідковуючі фільтри [66].

3.6 Висновки по розділу

1. Визначено та обґрунтовано критерій оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності нефлюктуаційних завад.

В якості критерію запропоновано ймовірність появи символної та бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією відносно прийнятого рівня інтенсивності визначеного виду нефлюктуаційної завади для різних значень співвідношень сигнал/шум на вході когерентного приймача.

2. Розроблено та подано методичний підхід до оцінки завадозахищеності когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлюктуаційних завад.

Вказаний підхід заснований на встановленні імовірнісних характеристик появи символної та бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією відносно прийнятого рівня нефлюктуаційної завади для різних значень співвідношень сигнал/шум на вході когерентного приймача.

3. Розроблено та подано модель оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності гармонічної нефлюктуаційної завади.

Результати оцінки впливу гармонічної нефлюктуаційної завади на прийом сигналу з БФМ показали, що із збільшенням позиційності сигналу вплив гармонічної завади для $M = 2$ або $M = 4$ практично не збільшує величину бітової помилки. При збільшенні позиційності до $M = 16$ або $M = 32$ ймовірність бітової помилки i , відповідно, зниження завадостійкості сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, стає помітним. Показано, що при великій інтенсивності прицільні гармонійні нефлюктуаційні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

4. Розроблено та подано модель оцінки впливу мультиплікативної завади на імовірність бітової помилки когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Результати оцінки імовірність бітової помилки когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності в складі вхідного сигналу мультиплікативної завади показали наступне:

Мультиплікативна завада з відносним середнім значенням інтенсивності $\mu = 0.1$, дисперсією амплітуди 0,01 та дисперсією фази 0,01 рад² для 2-ФМ та 4-ФМ дає при імовірності бітової помилки $P_{eb} = 10^{-3}$ погіршення співвідношення сигнал/шум від 0,3 до 1 дБ. Для сигналів з 8-ФМ та 16-ФМ це погіршення може становити 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 на значення імовірності помилки суттєво зростає.

5. Розроблено та подано модель оцінки впливу імпульсної завади на імовірність бітової помилки когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Результати оцінки показали, 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 $(\tau_n / T_s)_{cep} = 0,2$ та на 2,5 дБ, якщо $(\tau_n / T_s)_{cep} = 0,5$. 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 $(\tau_n / T_s)_{cep} = 0,2$ і більше на 6 дБ, якщо $(\tau_n / T_s)_{cep} = 0,5$. При малих інтенсивностях, наприклад, $\mu = 0,2$, завада здійснює слабкий вплив на завадостійкість приймача.

РОЗДІЛ 4

ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ АВТОКОРЕЛЯЦІЙНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ПРИ НАЯВНОСТІ НЕФЛУКТУАЦІЙНИХ ЗАВАД

4.1 Модель оцінки впливу фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією

Цифровий сигнал, заснований на багатопозиційній фазовій маніпуляції (БФМ) здатен на високому рівні задовільнити сучасні енергетичні і спектральні вимоги і, у порівнянні з іншими видами дискретних сигналів передачі даних, забезпечити відносно високу пропускну спроможність каналів та завадозахищеність вхідних пристроїв телекомунікаційних мереж (ТКМ) в умовах впливу складних завад.

В дані роботі розглядаються нефлюктуаційні завади, що включають гармонійну, імпульсну та мультиплікативну заваду.

З точки зору ефективності синхронізації такий вплив буде проявлятися в певному зміщенні частоти як вхідного так і опорного вхідного сигналу. Відповідно, виникає проблема появи фазової похибки та пов'язаної з ним похибок демодуляції сигналу, які викликають зростання ймовірності бітової помилки, безпосередньо пов'язаної з завадостійкістю прийому вхідного сигналу [32-35]. Необхідно прийняти до уваги, що на даному етапі знайшли застосування сигнали на базі технології БФМ з різною позиційністю, від ФМ-2 до ФМ-16 і ФМ-32. Є очевидним, що застосування сигналів БФМ з різними позиційностями на фоні їх переваг та недоліків буде мати також і певні відмінності щодо формування фазової помилки та викликаного нею росту ймовірності бітової помилки сигналу на базі БФМ [35,43].

Це вимагає проведення певних досліджень, направлених на оцінку впливу похибки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірність бітової помилки, безпосередньо пов'язаної з завадостійкістю прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Питання оцінки впливу похибки системи синхронізації когерентного демодулятора на завадостійкість прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією достатньо широко досліджувались в роботах [56 – 61]

В роботі [56] проаналізовано основні види багатопозиційних сигналів, які застосовуються в системах широкосмугового радіодоступу. Проведена оцінка їх спектральної та енергетичної ефективності. Визначені види перешкод та завад, що можуть вплинути на ефективність передачі сигналу БФМ та зазначено їх вплив на завадостійкість. Оцінка впливу різних завад та перешкод та безпосередньо фазової помилки на загальну завадостійкість сигналів БФМ в даній роботі не розглядалась.

Робота [57] присвячено розробці математичних моделей каналу зв'язку з сигналами OFDM та навмисними завадами. Відносно завад, в даній роботі запропоновано аналітичні залежності для розрахунку пропускну здатності в умовах їх впливу. Безпосередньо вплив завад різного характеру безпосередньо на завадозахищеність сигналів БФМ в даній роботі не розглянуто.

В роботі [58] подано математичну модель багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад. Визначено, що вказані шуми та завади чинять вплив на завадозахищеність дискретних сигналів. Безпосередньо оцінка впливу таких завад на завадозахищеність в роботі не розглядалась.

Роботи [59,60] присвячені розгляду нефлуктуаційних завад, в переліку яких подано фазову помилку, на завадозахищеність дискретних сигналів. Безпосередньо оцінка впливу фазової помилки в даних роботах не розглядалась.

Аналіз вище поданих робіт показав, що через виявлені в них невідповідності та недоліки вказані роботи не можуть бути використані для проведення оцінки впливу похибки синхронізації на імовірність бітової помилки при прийомі сигналу на базі технології БФМ.

Таким чином формується нове актуальне наукове завдання, щодо оцінки впливу похибки системи синхронізації когерентного демодулятора на завадостійкість прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Метою підрозділу даної роботи є підвищення ефективності прийому цифрових сигналів на базі технології БФМ в умовах впливу помилки синхронізації вхідного сигналу.

Для досягнення мети необхідно:

- розробити модель оцінки впливу похибки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією;
- методами математичного моделювання оцінити ступінь впливу похибки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

У ТКМ для прийому сигналів з БФМ використовуються два методи – когерентний (багатоканальний або квадратурний) та некогерентний автокореляційний [12,28]. Структурна схема когерентного демодулятора сигналів БФМ, що є оптимальним за критерієм максимальної правдоподібності (рис.4.1), являє собою багатоканальний корелятор із блоком вибору максимуму [28].

Подана схема оптимального когерентного демодулятора сигналів БФМ містить M кореляційних каналів, блок вибору максимуму та елементи системи синхронізації – блок формування опорних коливань та блок тактової синхронізації. Сигнали системи синхронізації, по-перше, використовуються як опорні при обчисленні кореляційних інтегралів i , по-друге, керують

роботою інтеграторів зі скиданням, що виконують інтегрування добутку сигналів протягом інтервалу часу.

Однак, будь-яка система фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ) має похибки, які призводять до неточностей формування опорних коливань та неточностей фіксації тактових моментів. Ці неточності викликають додаткові помилки при демодуляції сигналу, які можуть значно погіршити ймовірності бітових помилок [64].

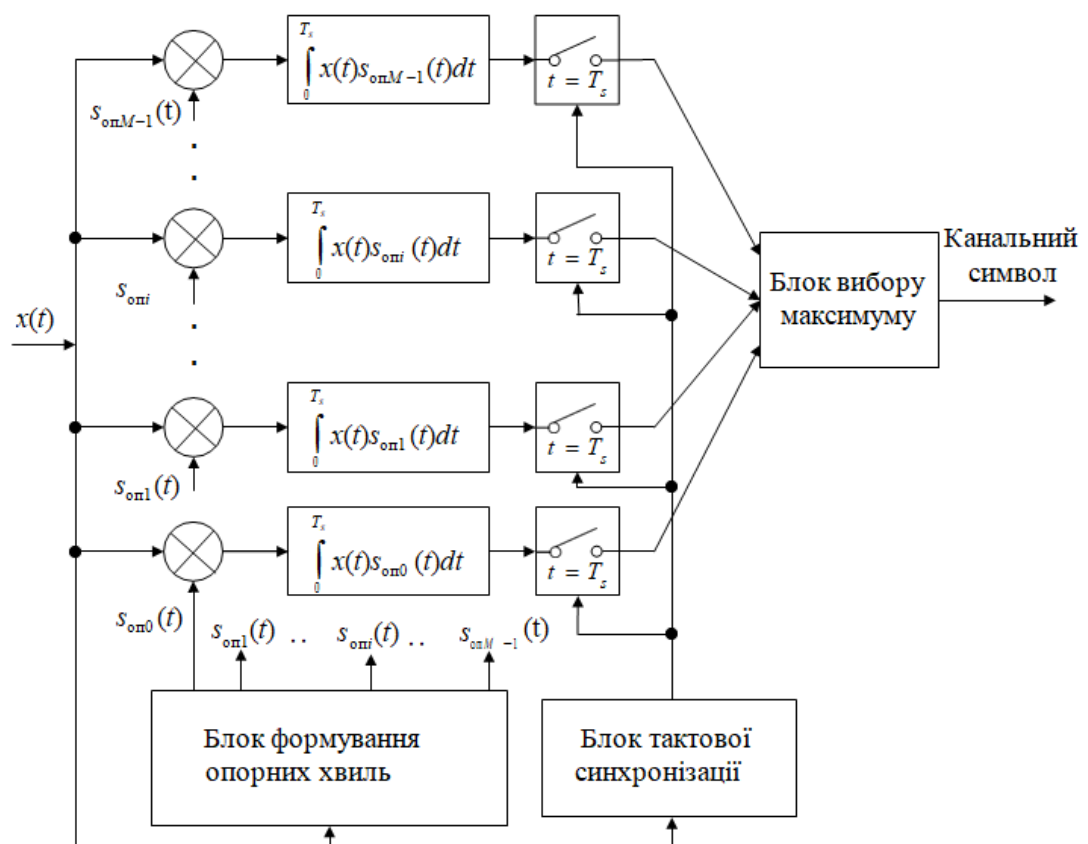


Рис. 4.1 Структурна схема оптимального когерентного демодулятора сигналів БФМ

При досить великому відношенні сигнал/шум можна вважати, що розподіл щільностей ймовірності випадкових флуктуацій фази несучої та тактової частот на виходах блоків системи синхронізації добре описуються гаусівськими законами розподілу [64,65].

Відповідно до схеми рис. 4.1 блок формування опорних сигналів подає гармонічні коливання з несучою частотою й множиною M фаз. Після перемноження коливань вхідного сигналу та опорного сигналу, сигнал кожного каналу надходить на інтегратор зі скиданням, який виконує інтегрування добутку впродовж інтервалу часу T_s . Блок вибору максимуму обирає максимальне значення з сигналів інтеграторів і виносить рішення про каналний сигнал, а також відповідно, про комбінації інформаційних бітів.

Проведемо дослідження впливу похибок системи синхронізації, а саме, блоку формування опорних коливань (фаза несучої) та блоку тактової синхронізації, на завадостійкість когерентного приймача сигналів БФМ.

Для незалежності висновків розрахунки були проведені окремо та при прийомі сигналу на тлі тільки білого гаусівського шуму [23,67]:

$$x(t) = s_1(t) + n(t).$$

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

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

Інтеграл згортки в умовах появи фазового зміщення буде мати вигляд [67,69]:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) \cos\left(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M} + \varphi_{зм}\right) dt. \quad (4.1)$$

Внесемо відповідну корекцію в модель розрахунку статистичних параметрів розподілу на виходах всіх кореляторів [67,69].

Модель середніх значень, взаємних моментів та дисперсій розподілів статистичних параметрів на виходах всіх кореляторів з врахуванням (4.1) подамо в наступному вигляді [67-71]:

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

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

Дисперсії визначаються виразами:

$$\begin{aligned}
 D_0 &= \langle I_0^2 \rangle - \langle I_0 \rangle^2 = \langle I_0^2 \rangle - m_0^2 = \\
 &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle x(t_1)x(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{cm}) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0 + \varphi_{cm}) dt_1 dt_2 - m_0^2 = \\
 &= \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle s_0(t_1)s_0(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{cm}) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0 + \varphi_{cm}) dt_1 dt_2 + \\
 &+ \frac{4A_0^2}{N_0^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \cos(\omega_0 t_1 + \varphi_0 + \varphi_{cm}) \cos(\omega_0 t_2 + \varphi_0 + \varphi_{cm}) dt_1 dt_2 - m_0^2 =
 \end{aligned}$$

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

Змішані моменти:

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

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 (φ_{3M} імовірності, можуть бути обчислені за виразом:

$$p_i(I_0 > I_i)|_0 = 1 - \Phi \left\{ \frac{\frac{4E_s}{N_0} \left[\sin \frac{i\pi}{M} \sin \left(\varphi_{cm} + \frac{i\pi}{M} \right) \right]}{\sqrt{\frac{4E_s}{N_0} (1 - \cos \frac{i2\pi}{M})}} \right\}. \quad (4.2)$$

Проведемо за допомогою (4.2) розрахунки ймовірності бітових помилок при умові, що φ_{3M} була або постійною величиною (статична помилка), або динамічно змінювалася (випадкові флуктуації).

Моделювання випадкових флуктуацій здійснювалося методом Монте-Карло та вважалося, що помилка оцінювання фази φ_{3M} є гаусівською випадковою величиною з нульовим середнім і дисперсією D_φ (рад²) [19,21].

На рис. 4.2 – 4.3 представлені залежності бітової помилки P_{eb} від відношення сигнал–шум (ВСШ) $\frac{E_b}{N_0}$ при різних значеннях зміщення фази опорних коливань щодо номінальної для $M = 2, 4, 8, 16$ та 32.

Аналіз залежностей, поданих на рис. 4.2 та рис. 4.3, 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 $\varphi_{3M} = \pi/36$ еквівалентна погіршенню ВСШ на 0,04 дБ, а 8-ФМ – вже на 1,4 дБ. Слід підкреслити, що при великих співвідношеннях ВСШ $\frac{E_b}{N_0}$ 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_φ змінюється від 0 до 0,01, ймовірність помилки може бути змінена на один-два порядки.

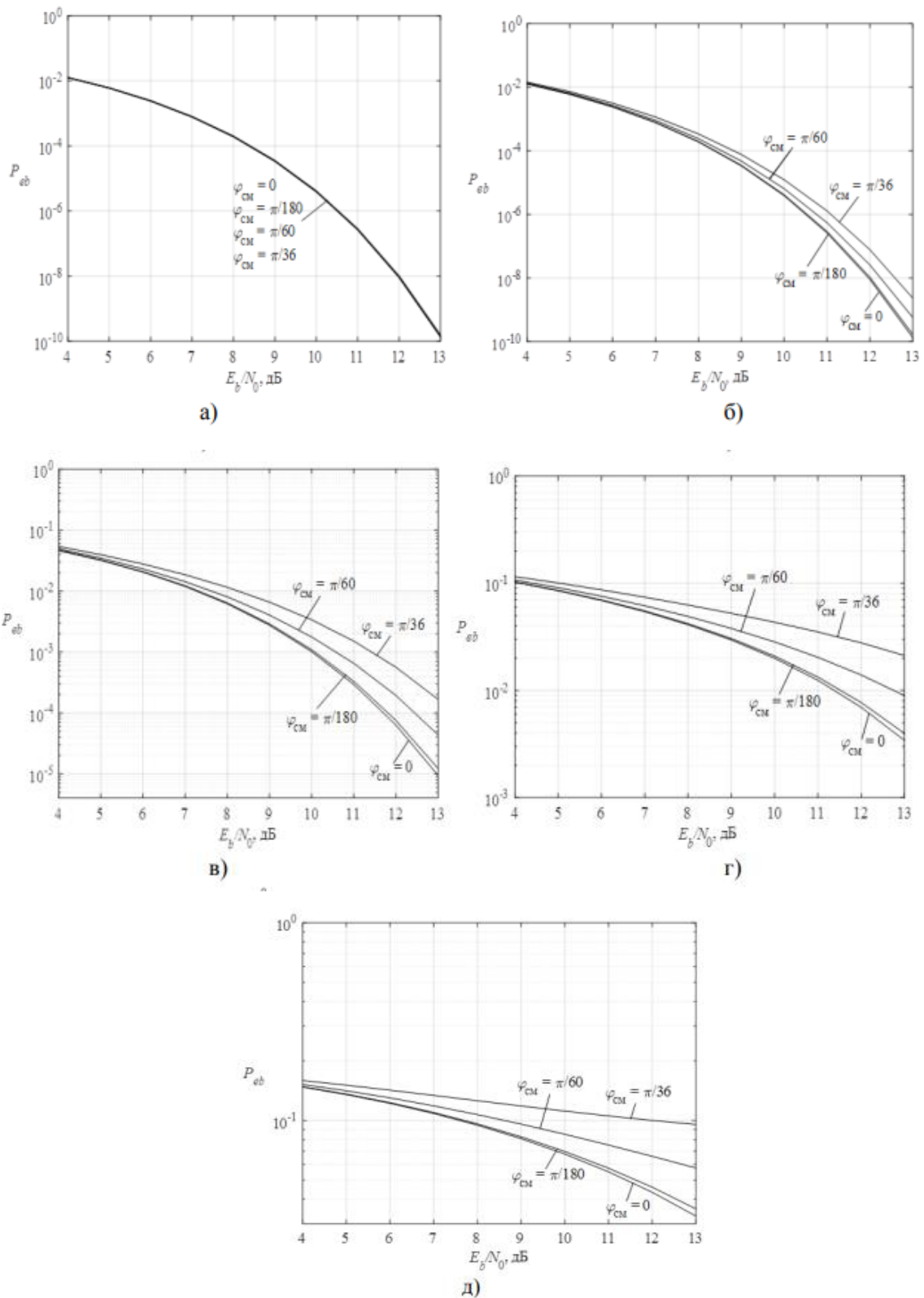


Рис. 4.2. Залежність ймовірності бітової помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 при статичному зміщенні фази опорних коливань $\varphi_{см}$ для БФМ: а) - 2-ФМ; б) - 4-ФМ; в) - 8-ФМ; г) - 16-ФМ; д) - 32-ФМ.

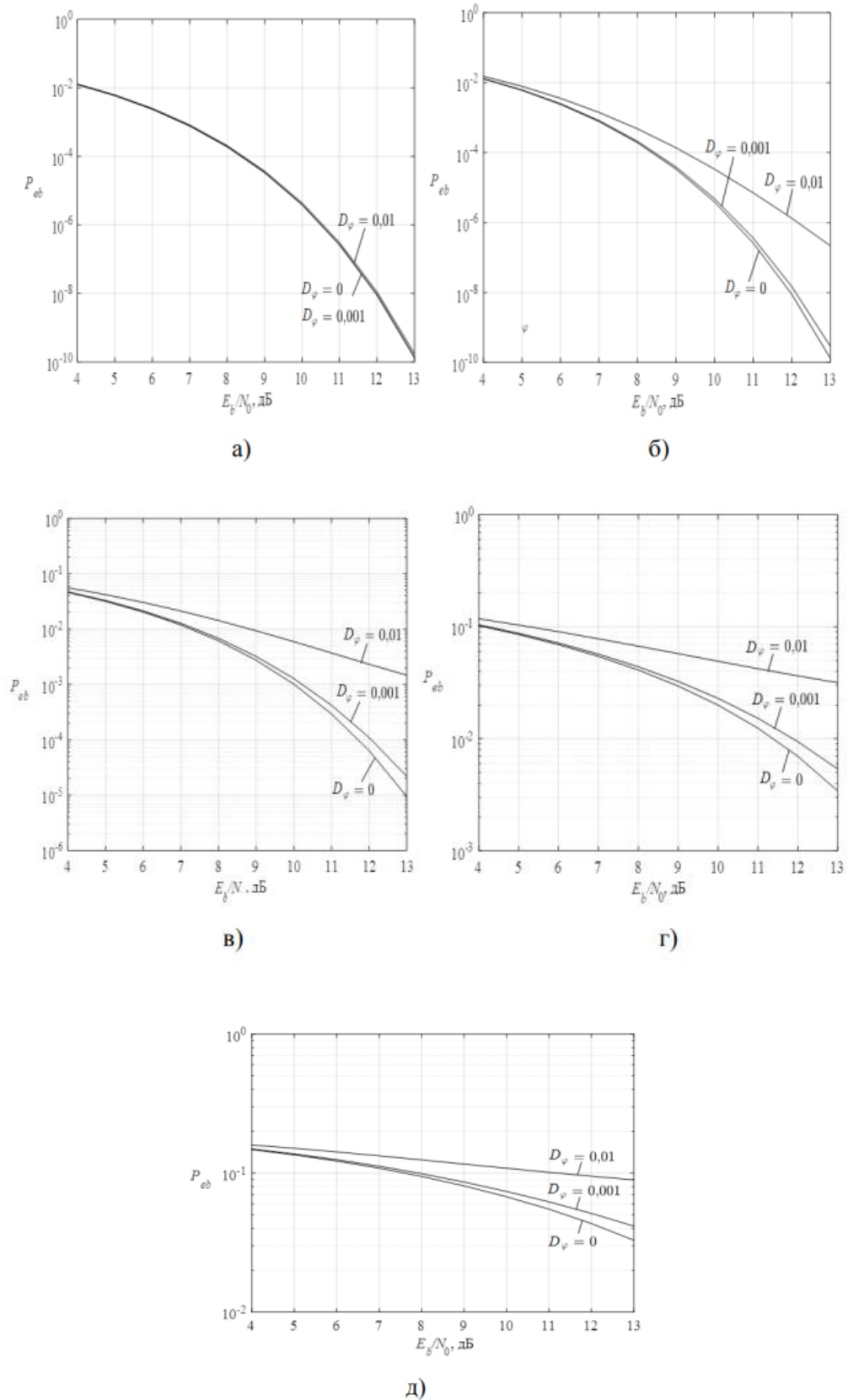


Рис. 4.3. Залежність ймовірності бітової помилки P_{eb} від ВСШ E_b / N_0 при випадкових флуктуаціях фази опорних коливань D_φ для М-ФМ: а) - 2-ФМ; б) - 4-ФМ; в) - 8-ФМ; г) - 16-ФМ; д) - 32-ФМ.

Цей висновок підтверджують залежності, що подані на рис. 4.4 – 4.5

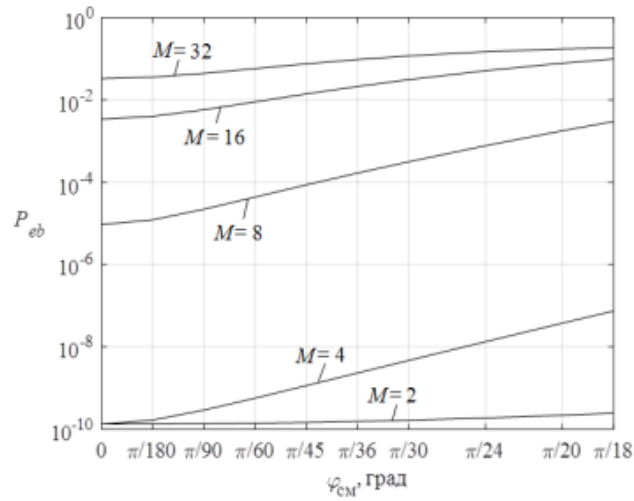


Рис.4.4. Залежність ймовірності бітової помилки P_{eb} від статичного фазового зміщення опорних сигналів $\varphi_{см}$.

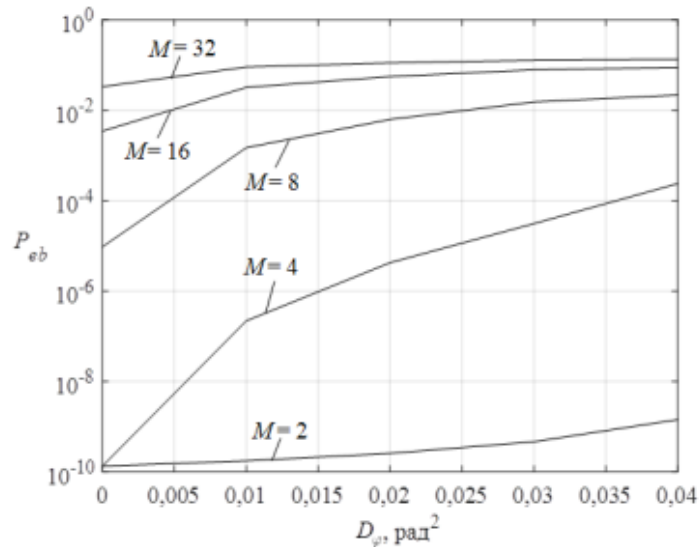


Рис. 4.5. Залежність ймовірності бітової помилки P_{eb} від дисперсії флуктуацій фази опорних сигналів D_φ .

Отримані результати дозволяють стверджувати, що під час прийому сигналів БФМ допустиме значення похибки оцінки фази несучої залежить від позиційності M і змінюється від $\pi/36 - \pi/72$ для 2-ФМ до $\pi/180$ для 32-ФМ.

4.2 Дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів ДБФМ у радіоканалі з релєєвськими завмираннями та нефлуктаційними завадами

Дві сусідні посилки сигналу ДБФМ на i -му та $(i-1)$ -му тактових інтервалах, що дорівнюють тривалості канального символу T_s запишемо наступним чином [67,69]:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A \cos(\omega_0 t + \varphi_1), \quad t \in ((i-1)T_s, T_s]; \\ s_{i-1}(t) &= A \cos(\omega_0 t + \varphi_2), \quad t \in ((i-2)T_s, (i-1)T_s]; \end{aligned} \quad (4.3)$$

де $A = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}$ – амплітуда сигналу; $E_s = E_b \log_2 M$ – енергія канального символу; E_b – енергія, що припадає на один біт інформації; ω_0 – несуча частота; φ_1 і φ_2 – фази посилок, різниця яких несе інформацію про канальний символ і може набувати одне з M можливих значень, що відрізняються на величину $2\pi/M$.

Розглянемо ситуацію, коли у каналі радіозв'язку крім корисного сигналу (4.3) присутній адитивний флуктуаційний шум $\zeta(t)$, прицільна гармонічна завада $s_n(t) = \mu A_0 (\omega_0 t + \eta)$ з відносною інтенсивністю μ і випадковою рівномірно розподіленою фазою η .

При цьому і сигнал і завада відчувають повільні релєєвські завмирання, що характеризуються коефіцієнтом β [72,73]:

$$\varpi(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.4)$$

4.2.1. Розрахунок повної ймовірності помилки 2-ФМ

У цьому випадку для аналізу завадостійкості можна скористатися методикою, викладеною в п.2.1.[69, 71].

Вузькосмуговий процес, що приймається $x(t)$ після селективного фільтра Φ на вході приймача (рис 1.11), налаштованого на несучу частоту, розкладемо на квадратурні складові та запишемо наступним чином [72-76]:

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

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

де β_c , β_s і $\xi_c(t)$, $\xi_s(t)$ – квадратурні компоненти коефіцієнта β і огибаючої шумового коливання, що мають гаусівські розподіли.

Визначимо процес на другому вході перемножувача синфазного каналу АКД, що затриманий на тривалість каналного символу. Для простоти приймемо $\omega_0 T_s = 2\pi n$. Позначимо:

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

Тоді на виході ФНЧ1 синфазного каналу після фільтрації складової з частотою $2\omega_0$:

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

де $LF[\cdot]$ - 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 можна записати інакше:

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

Це так звана квадратична форма [77]. Усі складові цього виразу гаусівські.

$$\begin{aligned} P_1 &= (r_1 + r_2) = [\beta_c A (\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2) + 2\beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t) + \xi_c(t - T_s)], \\ P_2 &= (r_3 + r_4) = [\beta_s A (\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2) + 2\beta_s \mu A \sin \eta + \xi_s(t) + \xi_s(t - T_s)], \\ P_3 &= (r_1 - r_2) = [\beta_c A (\cos \varphi_1 - \cos \varphi_2) + \xi_c(t) - \xi_c(t - T_s)], \\ P_4 &= (r_3 - r_4) = [\beta_s A (\sin \varphi_1 - \sin \varphi_2) + \xi_s(t) - \xi_s(t - T_s)]. \end{aligned}$$

Така квадратична форма характеризується коваріантною матрицею.

$$K_p = \begin{pmatrix} \langle p_1^2 \rangle & \langle p_1 p_2 \rangle & \langle p_1 p_3 \rangle & \langle p_1 p_4 \rangle \\ \langle p_2 p_1 \rangle & \langle p_2^2 \rangle & \langle p_2 p_3 \rangle & \langle p_2 p_4 \rangle \\ \langle p_3 p_1 \rangle & \langle p_3 p_2 \rangle & \langle p_3^2 \rangle & \langle p_3 p_4 \rangle \\ \langle p_4 p_1 \rangle & \langle p_4 p_2 \rangle & \langle p_4 p_3 \rangle & \langle p_4^2 \rangle \end{pmatrix}.$$

Елементи матриці з урахуванням раніше введених позначень визначаються так:

$$\sigma^2 = \langle \beta_c A_0^2 \rangle = \langle \beta_s A_0^2 \rangle,$$

$$\sigma_\xi^2 = \langle \xi_c(t)^2 \rangle = \langle \xi_c(t-T)^2 \rangle = \langle \xi_s(t)^2 \rangle = \langle \xi_s(t-T)^2 \rangle.$$

Отримуємо такі вирази [77-79]:

$$\begin{aligned} \langle p_1^2 \rangle &= \sigma^2 (\cos\varphi_1 + \cos\varphi_2)^2 + 4\mu^2 \sigma^2 \cos^2\eta + 2\sigma_\xi^2 + 4\mu\sigma^2 (\cos\varphi_1 + \cos\varphi_2) \cos\eta = \\ &= \sigma^2 ((\cos\varphi_1 + \cos\varphi_2)^2 + 4\mu^2 \cos^2\eta + 4\mu(\cos\varphi_1 + \cos\varphi_2) \cos\eta) + 2\sigma_\xi^2 = \\ &= \sigma^2 (\cos\varphi_1 + \cos\varphi_2 + 2\mu\cos\eta)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_2^2 \rangle &= \sigma^2 (\sin\varphi_1 + \sin\varphi_2)^2 + 4\mu^2 \sigma^2 \sin^2\eta + 2\sigma_\xi^2 + 4\mu\sigma^2 (\sin\varphi_1 + \sin\varphi_2) \sin\eta = \\ &= \sigma^2 ((\sin\varphi_1 + \sin\varphi_2)^2 + 4\mu^2 \sin^2\eta + 4\mu(\sin\varphi_1 + \sin\varphi_2) \sin\eta) + 2\sigma_\xi^2 = \\ &= \sigma^2 (\sin\varphi_1 + \sin\varphi_2 + 2\mu\sin\eta)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_3^2 \rangle &= \sigma^2 (\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_4^2 \rangle &= \sigma^2 (\sin\varphi_1 - \sin\varphi_2)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_1 p_2 \rangle &= \langle p_2 p_1 \rangle = \langle p_1 p_4 \rangle = \langle p_4 p_1 \rangle = 0, \\ \langle p_1 p_3 \rangle &= \langle p_3 p_1 \rangle = \sigma^2 (\cos\varphi_1 + \cos\varphi_2) (\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2) + 2\mu\sigma^2 (\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2) \cos\eta = \\ &= \sigma^2 (\cos^2\varphi_1 - \cos^2\varphi_2 + 2\mu(\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2) \cos\eta), \\ \langle p_2 p_3 \rangle &= \langle p_3 p_2 \rangle = \langle p_3 p_4 \rangle = \langle p_4 p_3 \rangle = 0, \\ \langle p_2 p_4 \rangle &= \langle p_4 p_2 \rangle = \sigma^2 (\sin\varphi_1 + \sin\varphi_2) (\sin\varphi_1 - \sin\varphi_2) + 2\mu\sigma^2 (\sin\varphi_1 - \sin\varphi_2) \sin\eta = \\ &= \sigma^2 (\sin^2\varphi_1 - \sin^2\varphi_2 + 2\mu(\sin\varphi_1 - \sin\varphi_2) \sin\eta). \end{aligned}$$

У [77] показано ймовірність помилкового прийому каналного символу за умови, що передавалась комбінація символів з різницею фаз $\Delta\varphi=0$.

$$p[X_0(t) < 0] = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{R}{\sqrt{1-S^2}} \right]. \quad (4.5)$$

Величини, що входять до (4.5), можна розрахувати наступним чином [69,77]:

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

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 = \\ &= \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 \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t)][\beta_c A \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t - T_s)] \rangle = \\ &= \langle \left[\begin{aligned} &\beta_c A \cos \varphi_1 \beta_c A \cos \varphi_2 + \beta_c A \cos \varphi_2 \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t) \beta_c A \cos \varphi_2 + \beta_c A \cos \varphi_1 \beta_c \mu A \cos \eta + \\ &+ (\beta_c \mu A \cos \eta)^2 + \beta_c \mu A \cos \eta \xi_c(t) + \beta_c A \cos \varphi_1 \xi_c(t - T_s) + \beta_c \mu A \cos \eta \xi_c(t - T_s) + \\ &+ \xi_c(t) \xi_c(t - T_s) \end{aligned} \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 = \\ &= \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_c 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] \rangle = 0. \end{aligned}$$

Остання рівність означає, що $S = 0$ і

$$R = \frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}; S = 0;$$

$$p[X_0(t) < 0] = \frac{1}{2}(1 - R).$$

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

1. $\varphi_1 = 0$ і $\varphi_2 = 0$. При цьому

$$\langle r_1^2 \rangle = \langle r_2^2 \rangle = \sigma^2(1 + \mu \cos \eta)^2 + c_\xi^2 = c_1 \sigma^2 + c_\xi^2; c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2,$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2(1 + 2\mu \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta) = c_1 \sigma^2,$$

$$R = \frac{c_1 \sigma^2}{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2}; q = \frac{\sigma^2}{c_\xi^2};$$

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{c_1 \sigma^2}{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2 - c_1 \sigma^2}{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{c_\xi^2}{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \right) =$$

$$= [q = \sigma^2/c_\xi^2; p = 1/2\sigma^2; s = 1/2c_\xi^2] =$$

$$= \frac{1}{2} \frac{1}{c_1 \sigma^2/c_\xi^2 + 1} = \frac{1}{2} \frac{p}{c_0 s + p};$$

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c_1 q + 1} \right).$$

2. $\varphi_1 = \pi$ і $\varphi_2 = \pi$. При цьому

$$\langle r_1^2 \rangle = \langle r_2^2 \rangle = \sigma^2(-1 + \mu \cos \eta)^2 + c_\xi^2 = c_2 \sigma^2 + c_\xi^2; c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2,$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2(1 - 2\mu \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta) = c_2 \sigma^2,$$

$$P_{e2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c_2 q + 1} \right).$$

Ймовірність помилки оцінюється за умови, що передавалась комбінація символів з різницею фаз $\Delta\varphi = \pi$.

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

Величини можна розрахувати так [77,78]:

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

3. $\varphi_1 = 0$ і $\varphi_2 = \pi$. При цьому

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2(1 + \mu \cos \eta)^2 + c_\xi^2 = c_1 \sigma^2 + c_\xi^2; c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2, \\ \langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2(-1 + \mu \cos \eta)^2 + c_\xi^2 = c_2 \sigma^2 + c_\xi^2; c_2 = (-1 + \mu \cos \eta)^2 \\ &= (1 - \mu \cos \eta)^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2(-1 + \mu^2 \cos^2 \eta) = -\sigma^2(1 - \mu^2 \cos^2 \eta) \sigma^2 = -d_1 \sigma^2; \\ d_1 &= 1 - \mu^2 \cos^2 \eta. \end{aligned}$$

$$R = -\frac{d_1 \sigma^2}{\sqrt{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \sqrt{c_2 \sigma^2 + c_\xi^2}}; q = \frac{\sigma^2}{c_\xi^2};$$

$$P_{e3} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d_1 \sigma^2}{\sqrt{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \sqrt{c_2 \sigma^2 + c_\xi^2}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d_1 q}{\sqrt{c_1 q + 1} \sqrt{c_2 q + 1}} \right).$$

4. $\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = 0$. При цьому

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2(-1 + \mu \cos \eta)^2 + c_\xi^2 = c_2 \sigma^2 + c_\xi^2; c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2,$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2(1 + \mu \cos \eta)^2 + c_\xi^2 = c_1 \sigma^2 + c_\xi^2; c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2,$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2(-1 + \mu^2 \cos^2 \eta) = -\sigma^2(1 - \mu^2 \cos^2 \eta) \sigma^2 = -d_1 \sigma^2,$$

$$R = -\frac{d_1 \sigma^2}{\sqrt{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \sqrt{c_2 \sigma^2 + c_\xi^2}}; q = \frac{\sigma^2}{c_\xi^2};$$

$$P_{e4} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d_1 \sigma^2}{\sqrt{c_1 \sigma^2 + c_\xi^2} \sqrt{c_2 \sigma^2 + c_\xi^2}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d_1 q}{\sqrt{c_1 q + 1} \sqrt{c_2 q + 1}} \right) =$$

$$= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d_1 \sigma^2 / c_\xi^2}{\sqrt{(c_1 \sigma^2 / c_\xi^2 + 1)(c_2 \sigma^2 / c_\xi^2 + 1)}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d_1 s}{\sqrt{(c_1 s + p)(c_2 s + p)}} \right).$$

Позначимо відношення сигнал/шум $q = \sigma^2 / \sigma_\xi^2$

При $M = 2$ в автокореляційному демодуляторі (АКД) використовується лише синфазний канал (рис. 1.11).

Результати розрахунків часткових ймовірностей символної (і бітової) помилок при різних комбінаціях фаз посилок зведені у табл. 4.3.

Таблиця 4.3. Окремі ймовірності помилки при $M=2$.

Комбінації фаз φ_1, φ_2	Ймовірність помилки	Параметри
$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = 0$	$P_{e1} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c_1 q + 1} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = \pi$	$P_{e2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c_2 q + 1} \right)$	$c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$	$P_{e4} = P_{e3} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = 0$		$c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$

Повна ймовірність символної (бітової) помилки при $M = 2$ дорівнює:

$$P_{ef2} = \frac{1}{4} (P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4})$$

$$= \frac{1}{4} \left(\frac{0,5}{c_1 q + 1} + \frac{0,5}{c_2 q + 1} + 1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right). \quad (4.6)$$

Без гармонічної завади при $\mu = 0$ маємо $c_1 = c_2 = 1$, та вираз (4.6) зводиться до відомої формули наступного виду [77,79]:

$$P_{ef2} = \frac{1}{2} \frac{1}{q+1}.$$

4.2.2. Розрахунок повної ймовірності помилки 4-ФМ

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

Схема, що наведена на рис. 1.11, відповідає найбільш поширеній системі формування сигналу зі зсувом сигнального сузір'я на $\pi/4$ [1,71], тому ймовірність помилкового прийому символу P_e знайдемо через ймовірність правильного прийому $P_{пп}$ – ймовірність попадання у відповідний квадрант комплексної площини XY, а саме [80,81]:

- 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 – $Y < 0$);

$$P_e = 1 - P_{ппх}P_{ппу}.$$

Розглянемо синфазний канал. Використовуємо вирази для сигналів у схемі та вирази для ймовірностей, отримані в п. 4.2.1 [67,69].

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для $\Delta\varphi = \pi/4$ та $\Delta\varphi = 7\pi/4$:

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

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для $\Delta\varphi = 3\pi/4$ та $\Delta\varphi = 5\pi/4$:

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

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

Раніше було отримано: $\langle r_1 r_4 \rangle = 0$

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для $\Delta\varphi = \pi/4$ та $\Delta\varphi = 7\pi/4$:

$$p[X_0(t) > 0] = \frac{1}{2}(1 + R)$$

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для $\Delta\varphi = 3\pi/4$ і $\Delta\varphi = 5\pi/4$:

$$p[X_0(t) < 0] = \frac{1}{2}(1 - R).$$

Розрахуємо ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку $\Delta\varphi = \pi/4$: $\varphi_1 = \pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому:

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2 \left(\cos \frac{\pi}{4} + \mu \cos \eta \right)^2 + c_{\xi}^2 = m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2; m_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2,$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + c_{\xi}^2 = m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2; m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2,$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2 \left(\cos \frac{\pi}{4} + \mu \left(\cos \frac{\pi}{4} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_3 \sigma^2,$$

$$m_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta,$$

$$R_1 = \frac{m_3 \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2)(m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2)}} = \frac{\sqrt{m_1 m_2} \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + c_{\xi}^2)(m_2 \sigma^2 + c_{\xi}^2)}}; q = \frac{\sigma^2}{c_{\xi}^2};$$

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

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку $\Delta\varphi = 7\pi/4$ ($-\pi/4$): $\varphi_1 = 7\pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому:

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \mu \cos \eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_1 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_3 \sigma^2,$$

$$R_1 = \frac{m_3 \sigma^2}{\sqrt{(m_1 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2};$$

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

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку $\Delta\varphi = 3\pi/4$: $\varphi_1 = 3\pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому:

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_5 \sigma^2,$$

$$R_2 = \frac{m_5 \sigma^2}{\sqrt{(m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2};$$

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

Ймовірність правильного прийому в синфазному каналі для випадку $\Delta\varphi = 5\pi/4$: $\varphi_1 = 5\pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому:

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta \right) = m_5 \sigma^2,$$

$$R_2 = \frac{m_5 \sigma^2}{\sqrt{(m_4 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2};$$

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

Аналогічно можуть бути знайдені відповідні вирази для квадратурного каналу (рис. 1.11). Врахуємо фазовий зсув, що вноситься фазообертачем ($-\pi/2$), наступним чином [67,69]:

$$Y_1(t, -\pi/2) = \beta A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1 - \pi/2) + \beta \mu A_0 \cos[\omega_0 t - \pi/2 + \eta] + \xi(t, -\pi/2) = \\ = \beta_c A_0 \cos \omega_0 t \cos(\varphi_1 - \pi/2) - \beta_s A_0 \sin \omega_0 t \sin(\varphi_1 - \pi/2) + \\ + \beta_c \mu A_0 \cos \omega_0 t \cos(-\pi/2 + \eta) - \beta_s \mu A_0 \sin \omega_0 t \sin(-\pi/2 + \eta) + \\ + \xi_c(t) \cos(\omega_0 t - \pi/2) - \xi_s(t) \sin(\omega_0 t - \pi/2) = \\ = (\beta_c A_0 \cos \omega_0 t \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A_0 \cos \omega_0 t \sin \eta + \xi_c(t) \sin \omega_0 t + \\ + [-\beta_s A_0 \sin \omega_0 t \cos \varphi_1 - \beta_s \mu A_0 \sin \omega_0 t \cos \eta - \xi_s(t) \cos \omega_0 t]) = y_1 + z_1; \\ y_1 = \beta_c A_0 \cos \omega_0 t \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A_0 \cos \omega_0 t \sin \eta + \xi_c(t) \sin \omega_0 t,$$

$$z_1 = \beta_s A_0 \sin \omega_0 t \cos \varphi_1 + \beta_s \mu A_0 \sin \omega_0 t \cos \eta - \xi_s(t) t \cos \omega_0 t,$$

де

$$\begin{aligned} r_1 &= \beta_c A_0 \sin \varphi_1 + \beta_c \mu A_0 \sin \eta + \xi_s(t), \\ r_2 &= \beta_c A_0 \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_s(t - T_s), \\ r_3 &= \beta_s A_0 \cos \varphi_1 + \beta_s \mu A_0 \cos \eta + \xi_s(t), \\ r_4 &= -\beta_s A_0 \sin \varphi_2 + \beta_s \mu A_0 \sin \eta - \xi_s(t - T_s). \end{aligned}$$

Останній вираз отримано з урахуванням фільтрації у ФНЧ складової із частотою $2\omega_0$ і може бути записаний у вигляді квадратичної форми [67,82]:

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

до якої входять гаусівські випадкові величини, бо всі складові – гаусівські

$$\begin{aligned} P_1 &= (r_1 + r_2) = [\beta_c A_0 (\sin \varphi_1 + \cos \varphi_2) + \beta_c \mu A_0 (\sin \eta + \cos \eta) + \xi_c(t) + \xi_c(t - T_s)], \\ P_2 &= (r_3 + r_4) = [\beta_s A_0 (\cos \varphi_1 - \sin \varphi_2) + \beta_s \mu A_0 (\cos \eta - \sin \eta) + \xi_s(t) - \xi_s(t - T_s)], \\ P_3 &= (r_1 - r_2) = [\beta_c A_0 (\sin \varphi_1 - \cos \varphi_2) + \beta_c \mu A_0 (\sin \eta - \cos \eta) + \xi_c(t) - \xi_c(t - T_s)], \\ P_4 &= (r_3 - r_4) = [\beta_s A_0 (\cos \varphi_1 + \sin \varphi_2) + \beta_s \mu A_0 (\cos \eta + \sin \eta) + \xi_s(t) + \xi_s(t - T_s)]. \end{aligned}$$

Така квадратична форма характеризується коваріантною матрицею:

$$\mathbf{K}_p = \begin{pmatrix} \langle p_1^2 \rangle & \langle p_1 p_2 \rangle & \langle p_1 p_3 \rangle & \langle p_1 p_4 \rangle \\ \langle p_2 p_1 \rangle & \langle p_2^2 \rangle & \langle p_2 p_3 \rangle & \langle p_2 p_4 \rangle \\ \langle p_3 p_1 \rangle & \langle p_3 p_2 \rangle & \langle p_3^2 \rangle & \langle p_3 p_4 \rangle \\ \langle p_4 p_1 \rangle & \langle p_4 p_2 \rangle & \langle p_4 p_3 \rangle & \langle p_4^2 \rangle \end{pmatrix}.$$

Елементи матриці з урахуванням раніше введених позначень визначаються так:

$$\sigma^2 = \langle \beta_c A_0 \rangle^2 = \langle \beta_c A_0 \rangle^2,$$

$$\sigma_\xi^2 = \langle \xi_c(t)^2 \rangle = \langle \xi_c(t-T)^2 \rangle = \langle \xi_s(t)^2 \rangle = \langle \xi_s(t-T)^2 \rangle.$$

Отримуємо такі вирази:

$$\begin{aligned} \langle p_1^2 \rangle &= \sigma^2(\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2)^2 + \mu^2\sigma^2(\sin\eta + \cos\eta)^2 + 2\sigma_\xi^2 \\ &\quad + 4\mu\sigma^2(\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2)(\sin\eta + \cos\eta) = \\ &= \sigma^2((\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2)^2 + \mu^2(\sin\eta + \cos\eta)^2 + 2\mu(\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2)(\sin\eta \\ &\quad + \cos\eta)) + 2\sigma_\xi^2 = \sigma^2(\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2 + \mu(\sin\eta + \cos\eta))^2 + 2\sigma_\xi^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle p_2^2 \rangle &= \sigma^2(\cos\varphi_1 - \sin\varphi_2)^2 + \mu^2\sigma^2(\cos\eta - \sin\eta)^2 + 2\sigma_\xi^2 + 2\mu\sigma^2(\cos\varphi_1 - \\ &\quad \sin\varphi_2)(\cos\eta - \sin\eta) = \sigma^2((\cos\varphi_1 - \sin\varphi_2)^2 + \mu^2\sigma^2(\cos\eta - \sin\eta)^2 + 2\sigma^2 + \\ &\quad 2\mu\sigma^2(\cos\varphi_1 - \sin\varphi_2)(\cos\eta - \sin\eta) + 2\sigma_\xi^2 \\ &= \sigma^2(\cos\varphi_1 - \sin\varphi_2 + \mu(\cos\eta - \sin\eta))^2 + 2\sigma_\xi^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle p_3^2 \rangle &= \sigma^2(\sin\varphi_1 - \cos\varphi_2)^2 + \mu^2\sigma^2(\sin\eta - \cos\eta)^2 + 2\sigma_\xi^2 \\ &\quad + 2\mu\sigma^2(\sin\varphi_1 - \cos\varphi_2)(\sin\eta - \cos\eta) \\ &= \sigma^2((\sin\varphi_1 - \cos\varphi_2)^2 + \mu^2(\sin\eta - \cos\eta)^2 + 2\mu(\sin\varphi_1 \\ &\quad - \cos\varphi_2)(\sin\eta - \cos\eta) + 2\sigma_\xi^2 \\ &= \sigma^2(\sin\varphi_1 - \cos\varphi_2 + \mu(\sin\eta - \cos\eta))^2 + 2\sigma_\xi^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle p_4^2 \rangle &\geq \sigma^2(\cos\varphi_1 + \sin\varphi_2)^2 + \mu^2(\cos\eta + \sin\eta)^2 + 2\sigma_\xi^2 + 2\mu\sigma^2(\cos\varphi_1 + \sin\varphi_2)(\cos\eta + \\ &\quad \sin\eta) = \sigma^2((\cos\varphi_1 + \sin\varphi_2)^2 + \mu^2(\cos\eta + \sin\eta)^2 + 2\mu(\cos\varphi_1 + \sin\varphi_2)(\cos\eta + \sin\eta) + \\ &\quad 2\sigma_\xi^2 \\ &= \sigma^2(\cos\varphi_1 + \sin\varphi_2 + \mu(\cos\eta + \sin\eta))^2 + 2\sigma_\xi^2, \end{aligned}$$

$$\langle p_1 p_2 \rangle = \langle p_2 p_1 \rangle = \langle p_1 p_4 \rangle = \langle p_4 p_1 \rangle = 0,$$

$$\langle p_3 p_4 \rangle = \langle p_4 p_3 \rangle = \langle p_2 p_3 \rangle = \langle p_3 p_2 \rangle = 0,$$

$$\langle p_1 p_3 \rangle \geq \langle p_3 p_1 \rangle \geq \sigma^2(\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2)(\sin\varphi_1 - \cos\varphi_2) + \mu\sigma^2(\sin\varphi_1 - \cos\varphi_2)(\sin\eta + \cos\eta) + \mu\sigma^2(\sin\varphi_1 + \cos\varphi_2)(\sin\eta - \cos\eta) + \mu^2\sigma^2(\sin\eta + \cos\eta)(\sin\eta - \cos\eta) =$$

$$\begin{aligned}
&= \sigma^2(\sin^2 \varphi_1 - \cos^2 \varphi_2 + \mu((\sin \varphi_1 - \cos \varphi_2)(\sin \eta + \cos \eta) + (\sin \varphi_1 + \cos \varphi_2)(\sin \eta - \cos \eta)) + \mu^2(\sin^2 \eta - \cos^2 \eta)) = \sigma^2(\sin^2 \varphi_1 - \cos^2 \varphi_2 + \mu(\sin \varphi_1 \sin \eta - \cos \varphi_2 \sin \eta + \sin \varphi_1 \cos \eta - \cos \varphi_2 \cos \eta + \sin \varphi_1 \sin \eta \\
&+ \cos \varphi_2 \sin \eta - \sin \varphi_1 \cos \eta - \cos \varphi_2 \cos \eta) + \mu^2(\sin^2 \eta - \cos^2 \eta)) = \sigma^2(\sin^2 \varphi_1 - \cos^2 \varphi_2 + 2\mu(\sin \varphi_1 \sin \eta - \cos \varphi_2 \cos \eta) + \mu^2(\sin^2 \eta - \cos^2 \eta)) = \\
&\sigma^2(\sin^2 \varphi_1 - \cos^2 \varphi_2 + 2\mu(\sin \varphi_1 \sin \eta - \cos \varphi_2 \cos \eta) + \mu^2(\sin^2 \eta - \cos^2 \eta)) = \\
&\sigma^2((\sin \varphi_1 + \mu \sin \eta)^2 - (\cos \varphi_2 + \mu \cos \eta)^2),
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\langle p_2 p_4 \rangle \geq \langle p_4 p_2 \rangle &\geq \sigma^2(\cos \varphi_1 - \sin \varphi_2)(\cos \varphi_1 + \sin \varphi_2) + 2\mu\sigma^2(\cos \varphi_1 + \sin \varphi_2)(\cos \eta - \sin \eta) + \mu^2\sigma^2(\cos \eta - \sin \eta)(\cos \eta + \sin \eta) = \sigma^2(\cos^2 \varphi_1 - \sin^2 \varphi_2 + \mu((\cos \varphi_1 + \sin \varphi_2)(\cos \eta - \sin \eta) + (\cos \varphi_1 - \sin \varphi_2)(\cos \eta + \sin \eta)) + \mu^2(\cos^2 \eta - \sin^2 \eta)) = \\
&\sigma^2(\cos^2 \varphi_1 - \sin^2 \varphi_2 + \mu(\cos \varphi_1 \cos \eta + \sin \varphi_2 \cos \eta - \cos \varphi_1 \sin \eta - \sin \varphi_2 \sin \eta + \cos \varphi_1 \cos \eta - \sin \varphi_2 \cos \eta + \cos \varphi_1 \sin \eta - \sin \varphi_2 \sin \eta) + \mu^2(\cos^2 \eta - \sin^2 \eta)) = \\
&\sigma^2(\cos^2 \varphi_1 - \sin^2 \varphi_2 + 2\mu(\cos \varphi_1 \cos \eta - \sin \varphi_2 \sin \eta) + \mu^2(\cos^2 \eta - \sin^2 \eta)) = \\
&\sigma^2((\cos \varphi_1 + \mu \cos \eta)^2 - (\sin \varphi_2 + \mu \sin \eta)^2)
\end{aligned}$$

У [83] показано, що ймовірність

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

Тоді ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для $\Delta\varphi = 5\pi/4$ та $\Delta\varphi = 7\pi/4$:

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

а ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для $\Delta\varphi = \pi/4$ і $\Delta\varphi = 3\pi/4$:

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

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

Тут

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

$$R = \frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}; S = 0.$$

Тоді ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для $\Delta\varphi = 5\pi/4$ та $\Delta\varphi = 7\pi/4$:

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

А ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для $\Delta\varphi = \pi/4$ і $\Delta\varphi = 3\pi/4$:

$$p[Y_0(t) > 0] = \frac{1}{2}[1 + R],$$

Розрахуємо ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для випадку $\Delta\varphi = 5\pi/4$: $\varphi_1 = 5\pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \sin\eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \quad m_6 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \sin\eta \right)^2$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (1 + \mu \cos\eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\langle r_1 r_2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta \right) = m_7 \sigma^2,$$

$$m_7 = -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta,$$

$$R_3 = \frac{m_7 \sigma^2}{\sqrt{(m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2};$$

$$P_{\text{nn}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_7 \sigma^2}{\sqrt{(m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_7 q}{\sqrt{(m_6 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 - R_3) \\ = P_{\text{nn3}}.$$

Ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для випадку $\Delta\varphi = 7\pi/4$: $\varphi_1 = 7\pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому

$$\langle r_1^2 \rangle = \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \sin\eta \right)^2 + \sigma_\xi^2 = m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \quad m_6 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin\eta \right)^2$$

$$\langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (1 + \mu \cos\eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2;$$

$$\begin{aligned}
\langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta \right) = m_7 \sigma^2, \\
m_7 &= -\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta, \\
R_3 &= \frac{m_7 \sigma^2}{\sqrt{(m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} = \frac{\sqrt{m_2 m_6} \sigma^2}{\sqrt{(m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2}; \\
P_{\text{nn}} &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_7 \sigma^2}{\sqrt{(m_6 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_2 m_6} q}{\sqrt{(m_6 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 - R_3) \\
&= P_{\text{nn}3}.
\end{aligned}$$

Ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для випадку $\Delta\varphi = \pi/4$: $\varphi_1 = \pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому

$$\begin{aligned}
\langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 (\sin\varphi_1 + \mu \sin\eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_8 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \quad m_8 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin\eta \right)^2 \\
\langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2 (1 + \mu \cos\eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\
\langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta \right) = m_9 \sigma^2, \\
m_9 &= \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta = \sqrt{m_2 m_8}, \\
R_4 &= \frac{m_9 \sigma^2}{\sqrt{(m_8 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} = \frac{\sqrt{m_2 m_8} \sigma^2}{\sqrt{(m_8 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2}; \\
P_{\text{nn}} &= \frac{1}{2} \left(1 + \frac{m_9 \sigma^2}{\sqrt{(m_8 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2 \sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right) = \frac{1}{2} (1 + R_4) \\
&= P_{\text{nn}4}.
\end{aligned}$$

Ймовірність правильного прийому у квадратурному каналі для випадку $\Delta\varphi = 3\pi/4$: $\varphi_1 = \pi/4$, $\varphi_2 = 0$. При цьому:

$$\begin{aligned} \langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2(\sin\varphi_1 + \mu\sin\eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_8\sigma^2 + \sigma_\xi^2; \quad m_8 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu\sin\eta\right)^2 \\ \langle r_2^2 \rangle &= \sigma^2(1 + \mu\cos\eta)^2 + \sigma_\xi^2 = m_2\sigma^2 + \sigma_\xi^2; \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta \right) = m_9\sigma^2, \\ m_9 &= \frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \left(\sin\eta + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\eta \right) + \mu^2 \sin\eta \cos\eta = \sqrt{m_2 m_8}, \\ R_4 &= \frac{m_9\sigma^2}{\sqrt{(m_8\sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2\sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} = \frac{\sqrt{m_2 m_8}\sigma^2}{\sqrt{(m_8\sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2\sigma^2 + \sigma_\xi^2)}}; \quad q = \frac{\sigma^2}{\sigma_\xi^2}; \\ P_{\text{nn}} &= \frac{1}{2} \left(1 + \frac{m_9\sigma^2}{\sqrt{(m_8\sigma^2 + \sigma_\xi^2)(m_2\sigma^2 + \sigma_\xi^2)}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_2 m_8}q}{\sqrt{(m_8q + 1)(m_2q + 1)}} \right) = \frac{1}{2}(1 + R_4) \\ &= P_{\text{nn4}}. \end{aligned}$$

Для розрахунку ймовірності помилки при $M = 4$ складемо таблицю 4.4 та уточними її показники відповідно [83-85].

Таблиця 4.4. Розрахунок ймовірності помилки при $M = 4$

Різниця фаз посилок $\Delta\varphi$	Канал	R	$P_{\text{ПП}}$	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. 4.5 [83-85].

Таблиця 4.5. Окремі ймовірності помилки при $M=4$.

Різниця фаз посилок $\Delta\varphi$	Канал	$P_{пп}$	Параметри	Ймовірність помилки
$\pi/4$	СК	$P_{пп\kappa 1} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2} q}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$ $m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$	$P_{e1} = 1 - P_{пп\kappa 1} P_{пп\gamma 1}$
	КК	$P_{пп\gamma 1} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_8 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	
$3\pi/4$	СК	$P_{пп\kappa 2} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_4 m_2} q}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $m_8 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	$P_{e2} = 1 - P_{пп\kappa 2} P_{пп\gamma 2}$
	КК	$P_{пп\gamma 2} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_4 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$	
$5\pi/4$	СК	$P_{пп\kappa 3} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_4 m_2} q}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $m_4 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$	$P_{e3} = 1 - P_{пп\kappa 3} P_{пп\gamma 3}$
	КК	$P_{пп\gamma 3} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_2 m_8} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_6 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	
$7\pi/4$	СК	$P_{пп\kappa 4} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2} q}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$ $m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$	$P_{e4} = 1 - P_{пп\kappa 4} P_{пп\gamma 4}$
	КК	$P_{пп\gamma 3} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_8 m_2} q}{\sqrt{(m_8 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_6 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	

Повна ймовірність символної помилки при $M = 4$ дорівнює [86]:

$$P_{ef4} = \frac{1}{4} (P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4}). \quad (4.6)$$

У загальному випадку аналітичний запис дуже громіздкий, але для випадку без гармонійної завади при $\mu = 0$ маємо простіший вираз [86]:

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

Отримані вирази для ймовірностей символної помилки є умовними за параметром η – випадковою фазою гармонічної завади. Провівши чисельне усереднення отримаємо остаточні результати.

На рис. 4.6 показано залежність ймовірності символної помилки від відношення сигнал/шум у радіоканалі з релеєвськими завмираннями та гармонічною завадою. Видно, що гармонічна завада з малою інтенсивністю $\mu = 0,1$ і $\mu = 0,3$ практично не позначається на завадостійкості демодулятора і в цьому випадку домінуючий вплив здійснюють релеєвські 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.

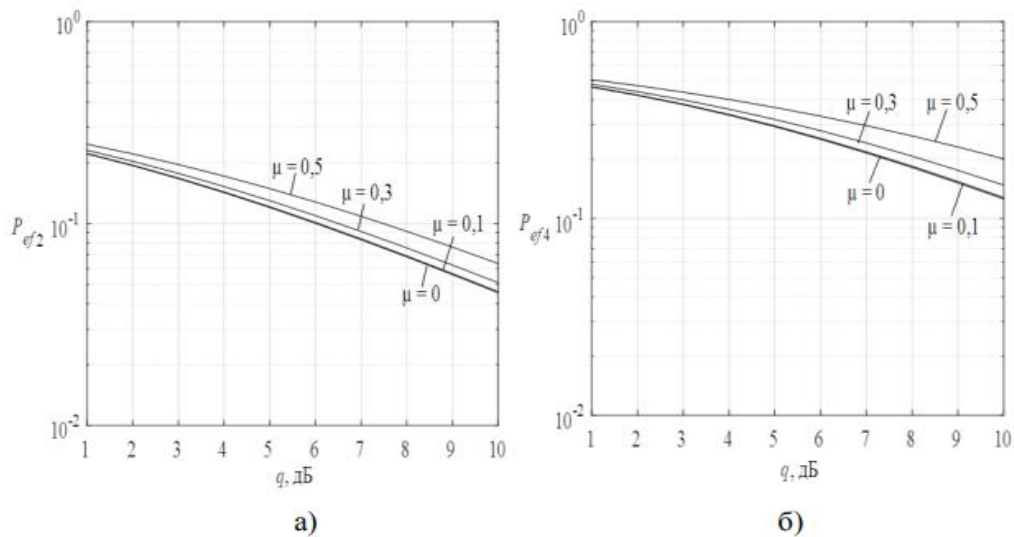


Рис. 4.6. Залежність ймовірності символної помилки від відношення сигнал/шум у радіоканалі з релеєвськими завмираннями та гармонічною завадою а) для $M = 2$, б) для $M = 4$.

4.3 Дослідження завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів БФМ у радіоканалі з гармонічною завадою без релеєвських завмирань

Відомо, що ймовірності помилки при амплітудних завмираннях P_{ef} та без завмирань P_e пов'язані співвідношенням [87]:

$$P_{ef} = \int_0^{\infty} P_e(A) \varpi(A) dA \quad (4.7)$$

де розподіл $\varpi(A)$ визначено формулою (4.4).

Отже, для отримання ймовірності символної помилки в радіоканалі без релеєвських завмирань можна скористатися методикою, заснованою на використанні зворотного перетворення Лапласа-Карсона $P_e = L^{-1}(P_{ef})$ [87,88]. Для цього проведемо у формулах (4.6), (4.7) заміну змінної $p = 1/2\sigma^2$ з урахуванням виразу для величини ВСШ q_0 .

Для $M = 2$ з (4.4) отримаємо:

– за наявності гармонічної завади

$$P_{e2} = \frac{1}{4} \left(0,5 \exp(-c_1 q_0) + 0,5 \exp(-c_2 q_0) + 1 - \frac{2\sqrt{c_1 c_2}}{c_1 + c_2} \operatorname{Ie} \left(\frac{c_1 - c_2}{c_1 + c_2}, \frac{c_1 + c_2}{2} q_0 \right) \right) = \frac{1}{4} \left(0,5 \exp(-c_1 q_0) + 0,5 \exp(-c_2 q_0) + 1 - Q(\sqrt{2q_0}, |\sqrt{2q_0} \mu \cos \eta|) + Q(|\sqrt{2q_0} \mu \cos \eta|, \sqrt{2q_0}) \right) \quad (4.8)$$

$$\operatorname{Ie}(b, t) = \int_0^t \exp(-\tau) I_0(b\tau) d\tau.$$

Використовуючи зв'язок між функціями I_e та Q [88,89]:

$$\frac{2\sqrt{c_1 c_2}}{c_1 + c_2} \operatorname{Ie} \left(\frac{c_1 - c_2}{c_1 + c_2}, \frac{c_1 + c_2}{2} q_0 \right) = Q(\sqrt{2q_0}, |\sqrt{2q_0} \mu \cos \eta|) - Q(|\sqrt{2q_0} \mu \cos \eta|, \sqrt{2q_0}),$$

де $Q(u, v) = \int_v^\infty z \exp(-\frac{u^2+z^2}{2}) I_0(uz) dz$ – функція Маркума.

– за наявності тільки флуктуаційного шуму маємо відоме співвідношення [89,90]:

$$\begin{aligned} P_{e2} &= \frac{1}{4} [\exp(-q_0) + 1 - Q(\sqrt{2q_0}, 0) + Q(0, \sqrt{2q_0})] = \\ &= \frac{1}{4} [\exp(-q_0) + 1 - 1 + \exp(-q_0)] = \frac{1}{2} \exp(-q_0), \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\text{де } q_0 = \frac{A^2}{2\sigma_{\xi}^2}$$

Для $M = 4$ аналогічними перетвореннями можна отримати:

– за наявності гармонічної завади

$$\begin{aligned} P_{e4} &= \frac{1}{4} (P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4}) = \\ &= 1 - \frac{1}{4} \left(Q \left(\sqrt{q_0} \left(\frac{\sqrt{2}+1}{2} + \sqrt{2}\mu \cos \eta \right), \sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}-1}{2} \right) - Q \left(\sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}-1}{2}, \sqrt{q_0} \left(\frac{\sqrt{2}+1}{2} + \sqrt{2}\mu \cos \eta \right) \right) \right) - \\ &\quad - \frac{1}{4} \left(Q \left(\sqrt{q_0} \left(\frac{\sqrt{2}+1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta + \cos \eta) \right), \sqrt{q_0} \left| \frac{\sqrt{2}-1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta - \cos \eta) \right| \right) - \right. \\ &\quad \left. - Q \left(\sqrt{q_0} \left| \frac{\sqrt{2}-1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta - \cos \eta) \right|, \sqrt{q_0} \left(\frac{\sqrt{2}+1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta + \cos \eta) \right) \right) \right) - \\ &\quad - \frac{1}{4} \left(Q \left(\sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}+1}{2}, \sqrt{q_0} \left| \frac{\sqrt{2}-1}{2} + \sqrt{2}\mu \cos \eta \right| \right) - Q \left(\sqrt{q_0} \left| \frac{\sqrt{2}-1}{2} + \sqrt{2}\mu \cos \eta \right|, \sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}+1}{2} \right) \right) - \\ &\quad - \frac{1}{4} \left(Q \left(\sqrt{q_0} \left| -\frac{\sqrt{2}+1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta - \cos \eta) \right|, \sqrt{q_0} \left| \frac{\sqrt{2}-1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta + \cos \eta) \right| \right) - \right. \\ &\quad \left. - Q \left(\sqrt{q_0} \left| \frac{\sqrt{2}-1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta + \cos \eta) \right|, \sqrt{q_0} \left| -\frac{\sqrt{2}+1}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu (\sin \eta - \cos \eta) \right| \right) \right). \end{aligned}$$

- за наявності тільки флуктуаційного шуму

$$P_{e4} = 1 + Q\left(\sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}-1}{2}, \sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}+1}{2}\right) - Q\left(\sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}+1}{2}, \sqrt{q_0} \frac{\sqrt{2}-1}{2}\right). \quad (4.10)$$

На рис. 4.7 показано залежність ймовірності символної помилки від відношення сигнал/шум q_0 в радіоканалі без завмирань, побудовані по формулах (4.9)-(4.10). Видно, що прицільна гармонічна завада може досить сильно погіршувати стійкість до завад автокореляційного демодулятора сигналів БФМ, та зі збільшенням позиційності сигналів завадостійкість АКД знижується [90-93].

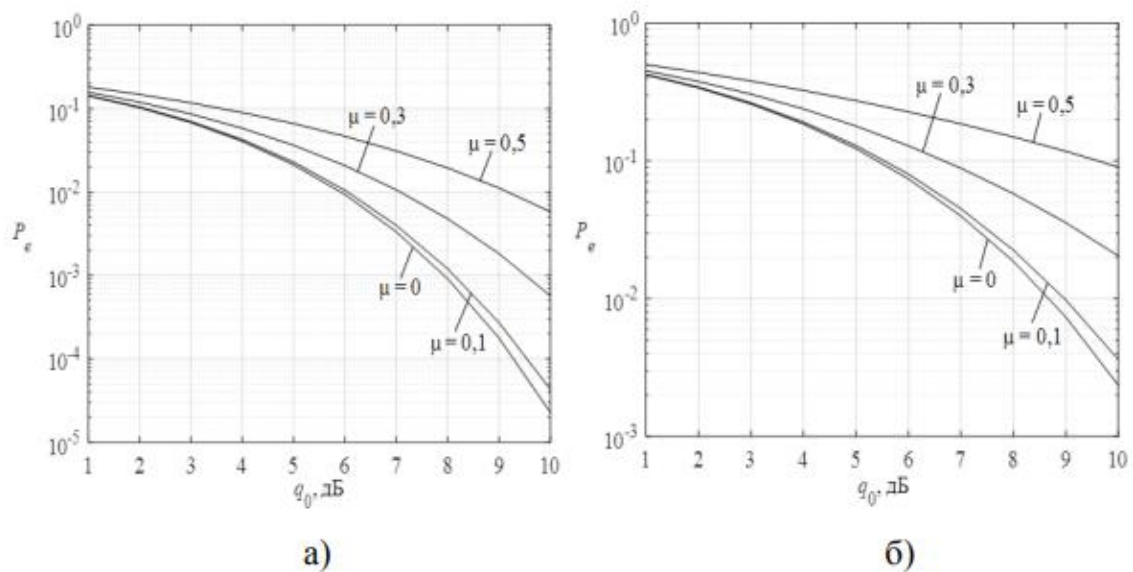


Рис. 4.7. Залежність ймовірності символної помилки від ВСШ у радіоканалі без завмирань з гармонічною завадою, а) для $M = 2$, б) для $M = 4$.

Зі збільшенням інтенсивності завади μ від 0 до 0,5 при ВСШ 10 дБ ймовірність символної помилки і для $M = 2$, і для $M = 4$ погіршується на два порядки.

Зауважимо, що відповідні ймовірності бітових помилок для $M = 4$ при використанні кодування Грея можна отримати, використовуючи формулу [94-98]:

$$P_{eb4} = 1 - \sqrt{1 - P_{e4}}. \quad (4.11)$$

Аналіз поданих залежностей та даних таблиць 4.3 - 4.5 показує, що завадостійкість автокореляційного демодулятора сигналів ДБФМ істотно знижується за наявності в радіоканалі релеевських завмирань та гармонічних завад. У цьому випадку вплив завмирань позначається сильніше, ніж вплив гармонічної завади.

При великому рівні гармонічної завади додаткові енергетичні втрати можуть становити кілька децибелів, причому при $M = 4$ ці втрати значно більші, ніж при $M = 2$.

У радіоканалі без замирань наявність гармонічної завади при автокореляційному прийомі сигналів ДБФМ призводить до значних енергетичних втрат. Так, при $\mu = 0,5$ для $P_e = 10^{-2}$ втрати становлять 3 дБ ($M = 2$) та більше 6 дБ ($M = 4$).

4.4 Висновки по розділу

1. Розроблено та подано модель оцінки впливу похибки системи синхронізації когерентного демодулятора на ймовірності бітової помилки сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією.

Подана модель основана на імовірнісних характеристиках появи бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією відносно прийнятого рівня фазової помилки когерентного демодулятора для різних значень співвідношень сигнал/шум на вході когерентного приймача.

2. Результати оцінки імовірнісних характеристик появи бітової помилки сигналу з багатопозиційною фазовою модуляцією при наявності фазової помилки когерентного демодулятора показали, що із збільшенням позиційності сигналу БФМ вплив статичних та випадкових помилок системи синхронізації на ймовірність бітових помилок зростає.

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 D_φ змінюється від 0 до 0,01, ймовірність помилки може бути змінена на один-два порядки. Отримані результати дозволяють прийти до висновку, що під час прийому сигналів БФМ допустиме значення похибки оцінки фази несучої залежить від позиційності M і змінюється від $\pi/36 - \pi/72$ для 2-ФМ до $\pi/180$ для 32-ФМ.

3. Проведено аналіз завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналів з диференціальною фазовою маніпуляцією при наявності в радіоканалі релеевських замирань та гармонійної завади.

Завадостійкість автокореляційного демодулятора сигналів ДБФМ істотно знижується за наявності в радіоканалі релеевських замирань та гармонічних завад. У цьому випадку вплив замирань позначається сильніше, ніж вплив гармонічної завади. При великому рівні нефлуктаційної гармонічної завади додаткові енергетичні втрати можуть становити кілька децибелів, причому при $M = 4$ ці втрати значно більші, ніж при $M = 2$.

У радіоканалі без замирань наявність гармонічної завади при автокореляційному прийомі сигналів ДБФМ призводить до значних енергетичних втрат. Так, при $\mu = 0,5$ для $P_e = 10^{-2}$ втрати становлять 3 дБ ($M = 2$) та більше 6 дБ ($M = 4$).

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 нефлуктуаційних 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 нефлуктуаційних завад.

3. Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності гармонійної 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 гармонійні завади практично руйнують прийом всіх видів сигналів БФМ.

Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності імпульсної нефлюктуційної 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.

Результати оцінки завадостійкості когерентного прийому сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності мультиплікативної нефлюктуційної завади показали, що завада з відносним середнім значенням інтенсивності $\mu = 0.1$, дисперсією амплітуди 0,01 та дисперсією фази 0,01 рад² 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 нефлюктуційних завад та оцінити її вплив на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу.

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.

7. 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.

8. Оцінки завадостійкості автокореляційного демодулятора сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією при наявності нефлуктаційних завад показала, що нефлуктаційна завада з малою інтенсивністю $\mu = 0,1$ до $0,3$ практично не позначається на завадостійкості демодулятора, а домінуючий вплив здійснюють релеївські 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 нефлуктаційної завади становлять вже близько 3 дБ в порівняно з випадком, коли відсутня така завада.

Нефлуктаційна завада може досить сильно погіршувати завадостійкість автокореляційного демодулятора сигналів БФМ в каналі без релеївських 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 нефлуктаційних завад.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

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/10.31891/2219-9365-2023-74-21>
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 імовірність 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>
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. 978-83-956628-3-6. <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 "ABIA-2023"*, Україна, Київ, 18-20 квітня 2023 р. М-во освіти і науки України, Київ, НАУ, ФКП, 2023. С. 234-237. <https://conference.nau.edu.ua/index.php/AVIA/AVIA2023/paper/view/9749>

9. Балашов В. О., Воробієнко П. П., Ляховецький Л. М., Педяш В. В. Системи передавання широкосмуговими сигналами. Одеса: Вид. центр ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2012. 336 с.

10. Міночкін Д.А. Аналіз основних видів багатопозиційних сигналів для систем широкосмугового радіодоступу. Вісник Хмельницького національного університету №6, 2012. С.184-189..

11. Aleksandar Jeremic, Timothy A. Thomas. OFDM Channel Estimation in the Presence of Interference. *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, VOL. 52, NO. 12, DECEMBER 2004. <https://www.ece.wustl.edu/~nehorai/paper/ieeetsp04-1.pdf>

12. Стеклов В.К. Беркман Л.Н., Кільчицький Є.В. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку. Київ: Техніка, 2004. 576 с.

13. Azzouz Dermoune, Eric Pierre Simon. Analysis of the Maximum-likelihood Channel Estimator for OFDM Systems with Unknown Interference. 2015. fahal-01169591f.

14. Зайцев, С.В. (2011) Математична модель каналу зв'язку з сигналами OFDM та навмисними завадами. *Математичні машини і системи*, 4, 166–175. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/83639>.

15. Taheri T., Nilsson Van de Bee J (2016) Asymmetric Transmit-Windowing for Low-Latency and Robust OFDM. 2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). -Washington, DC USA, years 1-6.
16. Mohamad M, Nilsson R., De Beek A Novel J. Van (2018) Transmitter Architecture for Spectrally-Precoded OFDM. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 65(8), pp. 2592-2605.
17. Beek J. (2013) OFDM Spectral Precoding with Protected Subcarriers. IEEE Communications Letters, 17(12), pp. 2209-2212.
18. Agrahari A., Agrahari A., Varshney P. (2018) Jagannatham Precoding and Downlink Beamforming in Multiuser MIMO-OFDM Cognitive Radio Systems With Spatial Interference Constraints, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 67(3), pp. 2289-2300.
19. Шахтарин Б.И., Казаков Л.Н., Калашников К.С. Системы связи с ортогональным частотным разделением каналов. М.: Горячая линия–Телеком, 2014. 172 с.
20. Приходько С. І., Трубочанінова К. А., Батаєв О. П. Основи теорії інформації та кодування. Харків: УкрДУЗТ, 2017. 109 с.
21. E. P. Simon, H. Hijazi, L. Ros, M. Verbineau and P. Degauque, "Joint Estimation of Carrier Frequency Offset and Channel Complex Gains for OFDM Systems in Fast Time-Varying Vehicular Environments," *2010 IEEE International Conference on Communications Workshops*, Cape Town, South Africa, 2010, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICCW.2010.5503938.
22. Б. Скляр Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.. Москва: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.
23. М. Прокоф'єв, В. Куліш, М. Ващенко, В. Дворський та інш. Оцінювання коефіцієнта якості шумової завади в системах активного захисту інформації. Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні, вип. 1 (29), 2015 р. С. 11-20
24. В.В. Палагін, О.А. Палагіна, О.С. Зорін Комп'ютерне моделювання системи обробки шумових сигналів на фоні негаусових завад.

Математичне та комп'ютерне моделювання. Серія: Технічні науки: зб. наук. пр. Кам'янець-Подільськ. нац. ун-т, Вип. 16, 2017. С. 104-113.

25. Палагин В. В. Модели и методы обработки сигналов при взаимодействии с коррелированными негауссовскими помехами. *Электронное моделирование*. 37(6), 2015. С. 19–34.

26. Kalantaievska, Svitlana & Kuvshynov, Oleksii & Shyshatskyi, Andrii & Salnikova, Olha & Punda, Yurii & Zhuk, Pavlo & Zhuk, Olesia & Drobakha, Hryhorii & Shabanova-Kushnarenko, Lyubov & Petruk, Sergii. (2019). Development of a complex mathematical model of the state of a channel of multi-antenna radio communication systems. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 3. 21-30. 10.15587/1729-4061.2019.166994.

27. Кадет Н.П., Шишацький А.В., Лютов В.В., Зірка М.В. Оцінка впливу навмисних завад на системи радіозв'язку з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти. *Проблеми інформатизації та управління*, 4(52)'2015. С. 37–44. <https://doi.org/10.18372/2073-4751.4.10334>

28. Turovsky O.L. (2020). Estimation of the possibilities of the combined synchronization system with open-link to minimize the dispersion of the phase error when tracking the carrier frequency under the conditions of the influence of additive noise. *Technology audit and production reserves*. 3(4), 16-22. doi: 10.15587/2706-5448.2020.210242.

29. Berkman, L., Tkachenko, O., Turovsky, O., Fokin, V., & Strelnikov, V. (2021). Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 1(9 (109), 66–76. 2021. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2021.225514>

30. A. N. d. S. José, V. Deniau, A. Boé and E. P. Simon, "A simulation tool to interpret error rates in LoRa systems under frequency-sweeping jamming," *2023 XXXVth General Assembly and Scientific Symposium of the International*

Union of Radio Science (URSI GASS), Sapporo, Japan, 2023, pp. 1-4, doi: 10.23919/URSIGASS57860.2023.10265647.

31. Голь В., Овчаров О. Математична модель багатоканального дискретно-неперервного каналу зв'язку в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад. *Information Technology and Security*. Vol. 8. Iss. 1 (14), January-June 2020. С.67–81. DOI 10.20535/2411-1031.2020.8.1.218007

32. Невгод М.Ю. Мінімізація середньоквадратичної помилки системи синхронізації когерентного демодулятора супутникової телекомунікації при умові обмеження перехідної складової фазової помилки. *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. №1(74), С. 19-25, 2022.

33. Бойко Ю. М. Оцінювання якісних показників пристроїв синхронізації сигналів засобів телекомунікацій. *Вісник Хмельницького національного університету*. 2015. № 1. С. 204–213.

34. Шинкаренко В. Ф., Шиманська А. А., Котлярова В. В. *Моделювання електромеханічних систем*. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 253 с

35. Поповський В. В., Сабурова С. О., Олійник В. Ф., Лосев Ю. І., Агеев Д. В. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем*. Харків: ТОВ "Компанія СМІТ", 2006. 564 с.

36. Матвійчук Я.М. *Елементи теорії систем та макромоделювання: навчальний посібник*. Львів: Вид. Інституту підприємництва та перспективних технологій при НУ ЛП, 2004. 356 с.

37. Makarenko, A., Qasim, N., Turovsky, O., Rudenko, N., Polonskyi, K., Govorun, O. Reducing the impact of interchannel interference on the efficiency of signal transmission in telecommunication systems of data transmission based on the OFDM signal. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 1(9 (121)), 2023, pp. 82–93. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2023.274501>. (Scopus)

38. Сverdlyuk B. I., Kagramanova Yu. K., Homenchuk V. O., Vlasenko V. O., Polonskyi K. V. Керування давачами Розумного будинку за допомогою

голосового помічника Google Assistant. Зв'язок, №3 (151), 2021, С.54–57.

DOI: 10.31673/2412-9070.2021.035459.

39. Блажений Н, Говорун О., Полонський К. Синтез оптимального когерентного приймання багатопозиційних сигналів у сучасних мобільних мережах. Українське видання: Зв'язок, №2 (156), 2022, С.46–54. DOI: 10.31673/2412-9070.2022.024654.

40. Полонський К. В. Оцінка алгоритму оптимального когерентного прийому OFDM сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією. Українське видання: Зв'язок, №2 (156), 2022, С.70–77. DOI: 10.31673/2412-9070.2022.027075.

41. Полонський К. В., Говорун О. І. Методологічний підхід до зменшення рівня міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM. Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, №2 (04), 2022, С.95-102. DOI 10 36994 / 2788- 5518- 2022-02-10.

42. Туровський О, Кітура О., Міщенко А., Клобуков В., Полонський К. Перспективна структура мультиагентної системи управління транспортною мережею зв'язку на основі технології CARRIER ETHERNET. Наукоємні технології. №2 (54), С. 112-117, 2022. <https://doi.org/10.18372/2310-5461.54.16748/>

43. Kitura O., Polonskyi K. Analysis of the main properties of transport network management systems. ICT infrastructure as a basis for digital economy: ITU Workshop for Europe and CIS Region, Ukraine, Kyiv, 15 December 2021. P. 61-62.

44. Кітура О., Полонський К. Модель процесів контролю і управління фрагментом транспортної мережі зв'язку на основі підсистеми мультиагентної системи управління. Світ інформації та телекомунікації: XIII Наукова конференція студентства та молоді, Київ, 21 жовтня 2021 р., С. 115-116.

45. Горбатий І. В. Системи дистанційного зондування Землі з космосу: монографія. Львів : СПОЛОМ, 2011. 12 с.

46. 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>

47. Банкет В. Л., Дорофеев В. М. Цифровые методы в спутниковой связи. М.: Радио и связь, 1988.

48. Сучасні телекомунікації: Мережі, технології, безпека, економіка, регулювання. Видання друге (доповнене). /За загальною ред. Довгого С. О. К.: «Азимут-Україна». 2013. -608 с. (монографія).

49. 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.

50. Брусин Е. А. Оценка несущей частоты ФМ сигналов в демодуляторах спутниковых систем связи / Е. А. Брусин // Электросвязь. – 2007. №5. С. 12–13.

51. Туровський О. Л., Панадій С. В., Ліщиновська Н. О. 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

52. 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.

53. A.M. Rabiei, Frequency offset invariant multiple symbol differential detection of MPSK. // A.M. Rabiei, N.C. Beaulieu // IEEE Trans. Commun. 2011. №59(3). С.652–657.

54. A.A. Nasir Particle filters for joint timing and carrier estimation: Improved resampling guidelines and weighted bayesian cramer-rao bounds / A.A. Nasir, S Durrani, R.A. Kennedy // IEEE Trans. Commun. 2012. №60(5). С.1407–

1419.

55. 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.

56. J. K. Devineni and H. S. Dhillon, "Manchester Encoding for Non-Coherent Detection of Ambient Backscatter in Time-Selective Fading," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 5, pp. 5109-5114, May 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3072581.

57. Бойко Ю. М., Своринь Н. М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації. Вісник Хмельницького національного університету. 2011. №1. С. 103-110.

58. Нагорнюк О. А. Покращення точності оцінювання несучої та символної частоти сигналів з цифровою модуляцією. Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: Зб. наук. праць ЖВІ НАУ. 2013. Вип. 8. С. 62–70.

59. Павленко М. П., Бичков В. Є., Правда В. І. Реалізація декодера Вітербі на FPGA для систем супутникового зв'язку. Вісник Національного технічного університету України «КПІ». 75 Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2012. №49. С. 71–75.

60. Туровський О. Л. 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

61. Туровський О. Л. Проблеми та особливості оцінки частоти сигналу, що приймається супутниковою системою зв'язку. Проблеми інформатизації: IV міжнар. наук.-техн. конф., Київ-Полтава-Катовіце-Париж-Орел-Харків, 09-10 квітня 2015 р., С. 39-40.

62. Platas-Garza M. A. 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.

63. Platas-Garza M. A. and de la O Serna J. A. Polynomial Implementation of the Taylor–Fourier Transform for Harmonic Analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 12, pp. 2846-2854, Dec. 2014, DOI: 10.1109/TIM.2014.2324191.

64. Aziz W., Ahmed E., Abbas G., Saleem S., Islam Q. Performance Analysis of Carrier Frequency Offset (CFO) in OFDM using MATLAB. *Journal of Engineering (JOE)*. 2012. Vol. 1, № 1. PP. 5–10.

65. Kootsookos P., Jacobsen E. Fast, Accurate Frequency Estimators. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2007. Vol. 24, № 3. PP. 123-125.

66. D'Amico A., Mengali U., Taponetto L. Cramer-Rao Bound for Clock Drift in UWB Ranging Systems. *IEEE Wireless Communication Letters*. 2013, №2(6). P.591-594.

67. Козловський В. В., Туровський О. Л., Кулінський В. Д. 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.

68. Шахтарин Б. И. Анализ систем синхронизации при наличии помех. 2-е изд., перераб. и доп. Москва: Горячая линия. Телеком, 2016. 360 с.

69. K. Devineni and H. S. Dhillon, "Non-Coherent Detection and Bit Error Rate for an Ambient Backscatter Link in Time-Selective Fading," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 1, pp. 602-618, Jan. 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2020.3028416

70. Шахгильдян, В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М. : Связь, 1972.

71. J. K. Devineni and H. S. Dhillon, "Non-Coherent Signal Detection and Bit Error Rate for an Ambient Backscatter Link under Fast Fading," *2019 IEEE*

Global Communications Conference (GLOBECOM), Waikoloa, HI, USA, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013355

72. Линдсей, В. У. Системы синхронизации в связи и управлении : пер. с англ. / В.У. Линдсей. М. : Сов. радио, 1978. 600 с.

73. Стеклов, В. К., Склярченко С. Н., Костик Б. Я. Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями. К. : Техніка, 2003. 324 с.

74. Стеклов В. К., Руденко А. А., Юдин А. К. Комбинированные системы фазовой автоподстройки : моногр.К. Техніка, 2004. 327 с.

75. 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.

76. 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.

77. Mossallamy, Mohamed & Pan, Miao & Jantti, Riku & Seddik, Karim & Li, Geoffrey & Han, Zhu. (2019). Noncoherent Backscatter Communications Over Ambient OFDM Signals. *IEEE Transactions on Communications*. PP. 1-1. 10.1109/TCOMM.2019.2899301.

78. Best R. *Costas Loops. Theory, Design, and Simulation*. Springer International Publishing, Oberwil, Switzerland, 2018.

79. Rezaei, Fatemeh & Tellambura, Chintha & Herath, Sanjeewa. (2020). Large-Scale Wireless-Powered Networks With Backscatter Communications—A Comprehensive Survey. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 1. 1-1. 10.1109/OJCOMS.2020.3012466.

80. Садченко А. В., Кушниренко О. А., Кошелев Е. К., Бондар В. И. Быстродействующий алгоритм восстановления несущей частоты и фазовой синхронизации в модемах с QPSK модуляцией. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2018. №1. С.28-36.

81. Lyons R. G. *Understanding Digital Signal Processing*. Boston: Prentice

Hall, 2010. 992 p.

82. Бойко Ю. М. Оцінювання якісних показників пристроїв синхронізації сигналів засобів телекомунікацій. Вісник Хмельницького національного університету. 2015. № 1. С. 204–213.

83. Бойко Ю. М., Єрмоєнко О. І. Аналіз схемотехнічних рішень в пристроях фазової синхронізації приймачів захищених телекомунікаційних систем передачі інформації. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2014. № 4. С. 21-30.

84. Gardner F. M. Frequency Detectors for Digital Demodulators via Maximum Likelihood Derivation, Final Report: Part II: ESTEC Contract No. 8022/88/NL/DG, Gardner Research Company. 12. 1990.

85. 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.

86. Boiko J. M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase shift keying. 23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9–13, 2013, Sevastopol.

87. Єрмоєнко О. І., Бойко Ю. М. Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах. Матеріали XIII міжнародної науково-практичної конференції «ВОТТП-13-2014». Одеса : Одес. нац. акад. зв'язку ім. Попова 6-12 червня, 2014. С. 194–196.

88. Орлова Н. П. Анализ устойчивости системы ФАП методом D-разбиения. Праці УНДІРТ. Мережі та системи зв'язку. 1 (17) 1999 р. С.36-28

89. 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.

90. 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.

91. Банкет В. Л., Мельник А. М. Системы восстановления несущей при когерентном приеме сигнала. Зарубежная радиоэлектроника. 1983. №12.

92. Бойко Ю. М. Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад: монографія. Хмельницький : ХНУ, 2019. 218 с.

93. A. A. Adaickalavan Meiyappan, Pooi-Yuen Kam, Hoon Kim. On Decision Aided Carrier Phase and Frequency Offset Estimation in Coherent Optical Receivers // J. Lightwave Technology. 2013. V. 31. № 13. P. 2055–2069. <https://www.osapublishing.org/jlt/abstract.cfm?URI=jlt-31-13-2055>

94. Boiko 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. P. 55–66.

95. Boiko J. M., Eromenko A. I. 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.

96. Коханов А. Б. Технология синхронного детектирования сигналов. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2007. Т. 50, № 11. С. 14 - 25.

97. Шинкарук О. М., Правда В. І., Бойко Ю. М. Приймання та оброблення сигналів : [навч. посібник]. Хмельницький : ХНУ, 2013. 365 с.

98. 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.

ДОДАТКИ

Додаток А

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з навчально-виховної
та наукової роботи
Державного університету
інформаційно-комунікаційних
технологій

Любов БЕРКМАН
2023 року

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-
КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Ідентифікаційний код 38855349
№ 9/149-23
від 02 11 2023 р.
03110, м.Київ, вул. Солом'янська, буд. 7
тел.: (044) 248-85-78, 248-85-97

АКТ
про реалізацію результатів дисертаційної роботи
Мелешко Тетяни Вікторівни на тему «Методика
оцінки завадостійкості прийому дискретних сигналів з
багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах
впливу нефлюктаційних завад» в навчальному процесі
Державного університету інформаційно-
комунікаційних технологій

Комісія у складі завідувача кафедри Телекомунікаційних систем та мереж доктора технічних наук, професора Заїки Віктора Федоровича та членів комісії – доцента кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій кандидата технічних наук, доцента Докової Лариси Валеріївни, професора кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій доктора технічних наук, професора Макаренка Анатолія Олександровича у період з 03 по 06 листопада 2023 року провела роботу по встановленню фактичного використання в навчальному процесі Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій результатів дисертаційної роботи Мелешко Тетяни Вікторівни на тему «Методика оцінки завадостійкості прийому дискретних сигналів з багатопозиційною фазовою маніпуляцією в умовах впливу нефлюктаційних завад».

На основі поданої дисертаційної роботи та наукових статей комісія встановила, що в навчальному процесі та науковій діяльності Університету реалізовано наступні результати:

- модель оцінки завадостійкості когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, яка, на відміну від існуючих, дозволяє оцінити завадозахищеність когерентного прийому в умовах впливу нефлюктаційних завад;
- модель оцінки впливу похибки системи синхронізації на завадостійкість когерентного прийому дискретного сигналу з багатопозиційною фазовою маніпуляцією, яка, дозволяє встановити похибку

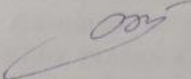
системи синхронізації в умовах впливу нефлуктаційних завад та оцінити її вплив на завадозахисність когерентного прийому дискретного сигналу;

Результати дисертаційної роботи використовуються:

– в рамках науково-дослідної роботи: «Дослідження надійності телекомунікаційних мереж» (ПК № 0114U000404); «Методика розробки безпроводової мережі високої щільності на базі технології Aruba Instans» (ПК № 0118U004553);

– у навчальному процесі кафедри телекомунікаційних систем та мереж при підготовці кваліфікаційних дипломних і курсових робіт та при викладанні навчальних дисциплін: «Телекомунікаційні системи передачі даних», «Проектування телекомунікаційних систем та мереж»


Голова комісії:
Завідувач кафедри
Телекомунікаційних систем та мереж
д. т. н., професор



Віктор ЗАЙКА

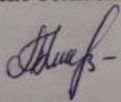
Члени комісії:

Професор кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій
д. т. н., професор



Анатолій МАКАРЕНКО

Доцент кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій
к. т. н., доцент



Лариса Дакова

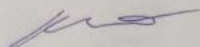
практичних робіт згідно з програмою навчальних дисциплін «Спеціальні вимірювання» та «Засоби приймання та обробки сигналів в системах технічного захисту інформації» зі спеціальності 125 «Кібербезпека».

Голова комісії:

Завідувач кафедри

Засобів захисту інформації

д. т. н., професор



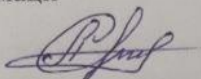
Валерій КОЗЛОВСЬКИЙ

Члени комісії:

Професор кафедри

Засобів захисту інформації

д. т. н., професор

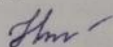


Сергій ЛАЗАРЕНКО

Доцент кафедри

Засобів захисту інформації

к. т. н.



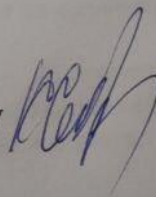
Тетяна НІМЧЕНКО

ПОГОДЖЕНО

В. о. проректора з наукової роботи

та інноваційного розвитку

Національного авіаційного університету



Ксенія СЕМЕНОВА