МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Кваліфікаційна наукова праця
На правах рукопису

ПОЛОНСЬКИЙ КОСТЯНТИН ВЯЧЕСЛАВОВИЧ

УДК 621.396.2

ДИСЕРТАЦІЯ

МЕТОДИКА ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ВПЛИВУ МІЖКАНАЛЬНИХ ЗАВАД В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

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

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

_____К.В. Полонський
(підпис)

Науковий керівник: БЕРКМАН Любов Наумівна, доктор технічних наук, професор.

Київ – 2023

АНОТАЦІЯ

Полонський К.В. Методика оптимального прийому багатопозиційних сигналів в умовах впливу між канальних завад в телекомунікаційних системах – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

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

У дисертаційній роботі вирішується актуальне науково-технічне завдання щодо підвищення ефективності прийому багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM.

В роботі розглянуто особливості функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналів паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням фазомодульованого сигналу – OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing).

У телекомунікаційних системах з одним несучим коливанням, завмирання на даній частоті або вузькосмугова завада, що попадає на цю частоту, можуть повністю перервати передавання даних. У багаточастотних системах в аналогічних умовах виявляються подавленими лише незначна частина несучих коливань. Завадостійке кодування може забезпечити відновлення даних, загублених на подавлених несучих. В цих умовах, виходячи з постійного завдання підвищення ефективності функціонування телекомунікаційних систем, на передній план виходить завдання оптимізації прийому вхідного сигналу телекомунікаційними системами, що функціонують на базі сигналу OFDM в умовах впливу міжканальних завад.

Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності прийому багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM.

В рамках дисертаційної роботи вирішувались наступні наукові задачі:

– проведено аналіз завадозахищеності процесу паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM.

– удосконалювалась модель розрахунку потужності міжканальних завад з врахуванням особливостей побудови та параметрів системи сигналів OFDM;

– розроблялась методика вибору параметрів системи сигналів OFDM в умовах впливу міжканальних завад;

– удосконалювалась методика оптимального прийому багатовимірних сигналів OFDM для всіх типів прийому вхідних даних в умовах впливу міжканальних завад.

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

– *Удосконалено модель* розрахунку потужності міжканальних перехідних завад в телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM;

– *Вперше розроблено* методику вибору параметрів OFDM-сигналу в умовах впливу міжканальних перехідних завад;

– *Удосконалено* методику оптимального прийому багатопозиційних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM.

Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення телекомунікаційних систем полягає у тому, що запропонована в дисертаційній роботі моделі та створена на її основі методика може стати основою для формування та створення практично реалізованих схем прийому

багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних систем передачі даних на базі сигналів OFDM.

1. Удосконалена в роботі модель розрахунку потужності міжканальних завад в телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM, на відміну від існуючих дозволяє провести кількісну оцінку міжканальної перехідної завади, досягти значення якої менш 3 відсотка завдяки запропонованій моделі можливо вже при збільшення значення міжканальної величини до 96 підканалів для величині захисного інтервалу більше 2 мс при одному преприйомі вхідного сигналу.

2. Вперше розроблена методика вибору параметрів системи OFDM в умовах впливу міжканальних завад, на відміну від існуючих, дозволяє по обраному значенню міжканальної величини мінімізувати потужність міжканальної перехідної завади менш 3 відсотків вибором величини захисного інтервалу без корегування амплітудної фазово-частотної характеристики при реалізації в каналі не більше 1 преприйому.

3. *Удосконалена* методика оптимального прийому багатовимірних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM, яка, на відміну від існуючих, враховує особливості когерентного, некогерентного та енергетичного прийому та параметрів системи прийому сигналів OFDM.

Дисертаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів в яких послідовно та логічно, на високому науково-технічному рівні подано рішення поставленого наукового завдання дослідження. Списку використаної літератури та додатків.

У вступі наведено загальну характеристику роботи, обґрунтовано актуальність теми досліджень, сформульовано мету та задачі досліджень, показано наукову новизну та практичну цінність отриманих результатів, відзначено особистий внесок автора, наведено дані про апробацію та практичне впровадження, наявні публікації та структуру роботи.

У першому розділі проводиться огляд та аналіз сучасного стану питання передачі даних через телекомунікаційні системи, що функціонують на базі технології OFDM. Проведено аналіз технології передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах. Розглянута технологія передачі даних OFDM та завадостійкість моделей формування багатовимірних, багатопозиційних фазомодульованих сигналів. Сформовано наукове завдання дослідження.

У другому розділі розглянута модель розрахунку потужності міжканальних перехідних завад в системі передачі сигналів OFDM та проведено її удосконалення в частині врахування положення піднесучих смуги пропускання каналу передачі даних, величини введеного захисного інтервалу для різних значень міжканальної величини при різних значення преприйомів. Проведено моделювання потужності міжканальних завад сигналів OFDM по часу та частоті та визначені залежності кількісної величини міжканальних завад від параметрів системи передачі сигналу. Подано алгоритму та на його основі методику вибору параметрів системи OFDM та результати визначення оптимального захисного інтервалу по часу та частоті при швидкості передавання інформації близької до пропускної здатності каналу зв’язку.

У третьому розділі розроблено методику оптимального прийому багатопозиційних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM. Вказана методика враховує когерентний, некогерентний та енергетичний прийом при невідомих апріорних даних.

Четвертий розділ присвячено оцінці ефективності прийому багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад. Проведено дослідження виявлення сигналів в умовах апріорної невизначеності та методів їх рішення. Подано результати аналізу властивостей рангових алгоритмів. Здійснено розрахунок завадозахищеності багатопозиційних

сигналів на тлі шумів Гауса та подано порівняльна характеристика завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів.

Дисертація виконувалась в Державному університеті телекомунікацій. Обраний напрям досліджень відповідає тематиці науково-дослідних робіт Державного університету телекомунікацій. Результати дисертаційної роботи знайшли застосування в науково-дослідних роботах, а саме: “Дослідження надійності телекомунікаційних мереж” (РК № 0114U000404), “Методика розробки безпроводової мережі високої щільності на базі технології Aruba Instans” (РК № 0118U004553). Результати дисертаційної роботи впроваджено в навчальний процес Державного університету телекомунікацій при підготовці кваліфікаційних дипломних та курсових робіт та при викладанні навчальних дисциплін: «Телекомунікаційні системи передачі даних», «Проектування телекомунікаційних систем та мереж».

Ключові слова: телекомунікаційні системи, багатопозиційний сигнал, міжканальна завада, сигнал OFDM, оптимальний прийом сигналу.

ANNOTATION

Polonsky K.V. Method of optimal reception of multipath signals under the influence of interchannel interference in telecommunication systems - Qualification scientific work with manuscript rights.

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

The thesis solves the actual scientific and technical task of increasing the efficiency of telecommunication data transmission systems based on the OFDM signal under the influence of inter-channel interference.

The paper considers the peculiarities of the functioning of the telecommunication network based on signals of parallel data transmission and frequency division with multiplexing of a phase-modulated signal - OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing).

In single-carrier telecommunications systems, fading on a given frequency or narrowband interference falling on that frequency can completely interrupt data transmission. In multi-frequency systems, under similar conditions, only a small part of carrier oscillations are suppressed. Jam-resistant coding can ensure the recovery of data lost on suppressed carriers. In these conditions, based on the constant task of increasing the efficiency of the functioning of telecommunication systems, the task of optimizing the reception of incoming data by telecommunication systems based on the OFDM signal under the influence of inter-channel interference comes to the fore.

The aim of the dissertation is to increase the efficiency of reception of multidimensional signals under the influence of inter-channel interference in telecommunication data transmission systems based on the OFDM signal.

As part of the dissertation, the following scientific problems were solved:

– the analysis of interference protection of the process of parallel data transmission and frequency distribution with signal multiplexing in telecommunication data transmission systems based on the OFDM signal was carried out.

– the model for calculating the power between channel interference was improved, taking into account the peculiarities of the structure and parameters of the OFDM signal system;

– a technique for selecting the parameters of the OFDM signal system under the influence of inter-channel interference was developed;

- the method of optimal reception of multidimensional OFDM signals for all types of reception of input data under the influence of inter-channel interference was improved.

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

– The model for calculating the power of inter-channel interference in the telecommunication data transmission system based on OFDM signals has been improved;

– For the first time, a methodology for selecting parameters of the OFDM system under the influence of inter-channel interference was developed;

– The method of optimal reception of multidimensional signals in the telecommunication data transmission system based on OFDM technology has been improved.

The practical significance of the obtained results in the field of development and creation of telecommunication systems is that the model proposed in the dissertation and the methodology created on its basis can become the basis for the formation and creation of practically implemented schemes for receiving multidimensional signals under the influence of inter-channel interference in telecommunication data transmission systems based on OFDM signals.

1. An improved model for calculating the power of inter-channel interference in a telecommunications system of data transmission based on OFDM signals, which, unlike the existing ones, takes into account the position of the subcarriers of the bandwidth of the data transmission channel, allows to carry out a quantitative assessment of the inter-channel transient interference and minimize its impact depending on the value of the introduced protective of the interval for different values of the inter-channel value at different values of pre-receivers and the number of sub-channels in the system.

2. For the first time, a technique for selecting the parameters of the OFDM system under the influence of inter-channel interference was developed, which, unlike the existing ones, allows determining the parameters of the OFDM system based on the selected value of the inter-channel transient interference.

3. An improved method of optimal reception of multidimensional signals in a telecommunications data transmission system based on OFDM technology, which, unlike the existing ones, takes into account the peculiarities of coherent, incoherent and energy reception and parameters of the OFDM signal reception system.

The dissertation consists of four sections in which the solution to the scientific task of the research is presented consistently and logically, at a high scientific and technical level.

In the first section, a review and analysis of the current state of the issue of data transmission through telecommunication systems operating on the basis of OFDM signals is carried out.

The analysis of data transmission technology and frequency distribution with signal multiplexing in telecommunication systems was carried out. The OFDM data transmission technology and the interference resistance of multidimensional, multipositional phase-modulated signal formation models are considered. The scientific task of the research was formed.

In the second section, the model for calculating the power of inter-channel interference in the OFDM signal transmission system is considered and its

improvement is carried out in terms of taking into account the position of the subcarriers of the data transmission channel, the value of the entered guard interval for different values of the inter-channel value at different values of pre-receivers and the number of sub-channels in the system. The inter-channel interference power of OFDM signals was modeled in terms of time and frequency, and the dependence of the quantitative value of inter-channel interference on the parameters of the signal transmission system was determined. The algorithm and, based on it, the method of selecting the parameters of the OFDM system and the results of determining the optimal protection interval in terms of time and frequency at an information transmission rate close to the bandwidth of the communication channel are presented.

In the third section, the method of optimal reception of multidimensional signals in the telecommunication data transmission system based on OFDM technology is developed. The specified technique takes into account coherent, incoherent and energetic reception with unknown a priori data.

The fourth section is devoted to the evaluation of the effectiveness of receiving multidimensional signals under the influence of inter-channel interference. A study of signal detection in conditions of a priori uncertainty and methods of their solution was conducted. The results of the analysis of the properties of ranking algorithms are presented. The calculation of the immunity of multidimensional signals against the background of Gaussian noise was carried out, and the comparative characteristics of the immunity of systems when using multi-position signals were presented.

The dissertation was performed at the State University of Telecommunications. The chosen direction of research corresponds to the topic of research works of the State University of Telecommunications. The results of the dissertation work were used in research works, namely: 2017-2021 - "Study of the reliability of telecommunication networks" (RC No. 0114U000404), "Methodology for the development of a high-density wireless network based on Aruba Instans technology" (RC No. 0118U004553) . The results of the dissertation

work were implemented in the educational process of the State University of Telecommunications in the preparation of qualifying diploma and course works and in the teaching of educational disciplines: "Telecommunications data transmission systems", "Designing telecommunications systems and networks".

Key words: telecommunication systems, OFDM signal, optimal signal reception.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у періодичних наукових виданнях, які входять до наукометричної бази Scopus

1. Mohialdeen Mustafa Mohammed, Zaika Viktor, Khlaponin Yurii, Berkman Lyubov, **Polonskyi Konstiantyn**, Turovsky Oleksandr. Methods for assessing the impact of bandwidth of control channels on the quality of telecommunications networks in the transmission of data packets of different types. International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS). Vol. 13, No.2, 2021, pp. 220-229. https://www.ijcnis.org/index.php/ijcnis/article/view/5034 *(Scopus).*

2. 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

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

3. Свердлюк Б. І., Каграманова Ю. К., Хоменчук В. О., Власенко В. О., Полонський К. В. 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.

4. Беркман Л. Н., Дакова Л. В., Даков С. Ю., Блаженний Н. В., Кітура О. В., Полонський К. В. Дослідження когнітивних методів керування

інфокомунікаціями в умовах невизначеності. Зв'язок, №4 (152), 2021, С.7–13. DOI: 10.31673/2412-9070.2021.040713/

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

6. 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.

7. 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.
https://doi.org/10.36994/2788-5518-2022-02-10

8. 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

Матеріали й тези доповідей на конференціях

9. Oleh Kitura, Konstiantyn Polonskyi «Analysis of the main properties of transport network management systems*», ICT infrastructure as a basis forndigital economy:*ITU *Workshop for Europe and CIS Region*, Ukraine, Kyiv, 15 December 2021. P. 61-62;

10. 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.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....16
ВСТУП 17
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ РОЗВИТКУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА БАЗІ СИГНАЛІВ OFDM 24
1.1 Роль та місце технології паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах 24
1.2. Технологія побудови системи передачі сигналів OFDM.....29
1.3. Завадостійкість моделей формування багатовимірних, багатопозиційних фазомодульованих сигналів 36
1.4 Постановка завдання на наукове дослідження 49
Висновки до розділу 1 52
РОЗДІЛ 2. МЕТОДИКА ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМИ СИГНАЛУ OFDM В УМОВАХ ВПЛИВУ МІЖКАНАЛЬНИХ ЗАВАД 53
2.1 Модель розрахунку потужності міжканальних завад в системі передачі сигналів OFDM 53
2.1.1 Модель розрахунку потужності міжканальних завад в системі передачі сигналів OFDM в частотній сфері.....53
2.1.2. Моделювання потужності міжканальних завад сигналів OFDM в часовій сфері 62
2.2 Розробка алгоритму методики вибору параметрів системи OFDM 67
2.3. Визначення оптимального захисного інтервалу по часу та частоті при швидкості передавання інформації близької до пропускної здатності каналу зв’язку 67
Висновки до розділу 2 70
РОЗДІЛ 3 МЕТОДИКА ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ

БАГАТОВИМІРНИХ СИГНАЛІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІЙ СИСТЕМІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА БАЗІ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM 71

3.1. Оптимальний когерентний прийом з синхронізацією по робочому сигналу ……..…… 71

3.1.1. Когерентний прийом сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією 72

3.1.2. Модель оцінки завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів 84

3.1.3. Моделювання когерентного багаточастотного модему 90

3.2. Оптимальний некогерентний прийом багатовимірних сигналів.....98

3.2.1. Оптимальний некогерентний прийом сигналів із ФРМ другого порядку.....98

3.2.2. Автокореляційна обробка фазомодулюваних сигналів 104

3.3. Оптимальний енергетичний прийом при невідомих апріорних даних.....122

Висновки до розділу 3 123

РОЗДІЛ 4 ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ПРИЙОМУ БАГАТОВИМІРНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ВПЛИВУ МІЖКАНАЛЬНИХ ЗАВАД 125

4.1. Дослідження задачі виявлення сигналів в умовах апріорної невизначеності та методи їх рішення 125

4.1.1 Огляд методів вирішення задачі виявлення сигналів в умовах апріорної невизначеності та методи їх рішення 125

4.1.2. Аналіз властивостей рангових алгоритмів 133

4.2. Розрахунок завадозахищеності багатовимірних сигналів на тлі шумів Гауса 143

4.2.1. Формування вибіркових масивів даних і алгоритми їх ранжирування 143

4.2.2. Порівняльна характеристика завадостійкості систем при

використанні багатопозиційних сигналів 151
Висновки до розділу 4 154
ВИСНОВКИ 156
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 158
ДОДАТКИ 167

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Дискретне перетворення Фур'є	ДПФ
Швидке перетворення Фур'є	ШПФ
Амплітудно фазова модуляція	АФМ
Фазова модуляція	ФМ
Зворотне дискретне перетворення Фур'є	ЗДПФ
Груповий час затримки	ГЧЗ
Багатопроменевість	БМ
Телекомунікаційна система	ТС
Низька частота	НЧ
Міжканальна перехідна завада	МПЗ
Міжсимвольна завада	МСЗ
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

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Для забезпечення соборності, незалежності і державного суверенітету, Україна повинна підвищувати рівень економічного і промислового потенціалу держави та покращувати рівень народного добробуту. Одним із напрямків такої діяльності є забезпечення інфраструктури України телекомунікаційними системами та мережами сучасного швидкісного зв’язку. Що вимагає розвитку та удосконалення одного з основних ключових елементів телекомунікаційних систем, а саме технології передачі даних. На ефективність технологій передачі даних через телекомунікаційні системи значною мірою впливає ряд негативних факторів, що включають збурення, завади та перешкоди зовнішнього та внутрішнього характеру.

Використання тієї чи іншої технології передачі даних вимагає врахування всіх особливостей характеру формування та рівнів впливу вказаних факторів на якість функціонування телекомунікаційної системи, що її використовує.

Робота присвячена розгляду особливостей функціонування телекомунікаційної мережі на базі сигналів паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням фазомодульованого сигналу. Вказані технології визначається як технології OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing).

Технологія OFDM – це одночасна передача потоку цифрових даних по багатьом частотним каналам (з багатьма несучими коливаннями) на сьогодні розглядається як одна з найбільш перспективних для побудови широкосмугових систем цифрового радіозв'язку по багатопроменевих каналах, що забезпечує досить високу спектральну ефективність цих систем. Однією із важливих властивостей даної технології є відносно висока стійкість стосовно частотно-селективних завмирань і вузькосмугових завад. У системах з одним несучим коливанням, завмирання на даній частоті або

вузькосмугова завада, що попадає на цю частоту, можуть повністю перервати передавання даних. У багаточастотних системах в аналогічних умовах виявляються подавленими лише незначна частина несучих коливань. Завадостійке кодування може забезпечити відновлення даних, загублених на подавлених несучих. В цих умовах, виходячи з постійного завдання підвищення ефективності функціонування телекомунікаційних систем, на передній план виходить завдання зменшення в системі OFDM міжканальних завад.

При вирішенні визначеного завдання автор у своїх дослідженнях спирався на праці вітчизняних і зарубіжних вчених, які зробили значний внесок у розвиток теорії побудови систем передачі даних на основі технології OFDM. А саме, наукові праці Стеклова В.К., Беркман Л.Н., Козелкова С. В., Ширмана Я. Д., Кривуци В.Г., Барковського В.В., Зайцева С.В. та інших

Аналіз наукових досліджень вітчизняних і зарубіжних вчених показав, що завданням підвищення ефективності прийому багатовимірних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах, що функціонують на базі технології OFDM, враховували всі особливості побудови даних систем та оптимального прийому ними сигналів в умовах впливу міжканальних завад не приділяється достатньої уваги.

На підставі цього можна стверджувати, що, по суті, формується нове науково - прикладне завдання щодо підвищення ефективності прийому багатовимірних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах на базі сигналів OFDM.

Розв’язання вказаної проблеми передбачає розробку моделей розрахунку потужності між канальних завад та методики вибору параметрів системи OFDM, розробку методики оптимального прийому багатопозиційних сигналів OFDM для всіх типів прийому сигналу, які приймаються в умовах впливу міжканальних завад що визначає мету та зміст даної дисертаційної роботи.

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

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

Результати дисертаційної роботи впроваджено в навчальний процес Державного університету телекомунікацій при підготовці кваліфікаційних дипломних та курсових робіт та при викладанні навчальних дисциплін: «Телекомунікаційні системи передачі даних», «Проектування телекомунікаційних систем та мереж.

Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності прийому багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM.

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

– провести аналіз завадозахищеності процесу паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM.

– удосконалити модель розрахунку потужності міжканальних завад з врахуванням особливостей побудови та параметрів системи сигналів OFDM;

– розробити методику вибору параметрів системи сигналів OFDM в умовах впливу міжканальних завад;

– удосконалити методику оптимального прийому багатовимірних сигналів OFDM для всіх типів прийому вхідних даних в умовах впливу

міжканальних завад.

Об'єктом дослідження є телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM.

Предметом дослідження прийом багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналів OFDM.

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. Експериментальні методи дослідження включають методи математичної статистики, метод імітаційного моделювання

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

Наукова новизна одержаних результатів.

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

1. *Удосконалено* модель розрахунку потужності міжканальних завад в телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM, яка, на відміну від існуючих враховує положення піднесучих смуги пропускання каналу передачі даних та дозволяє провести кількісну оцінку міжканальної перехідної завади та мінімізувати її вплив в залежності від величини введеного захисного інтервалу для різних значень міжканальної величини при різних значення преприйомів та кількості підканалів в системі.

2. *Вперше розроблено* методика вибору параметрів системи OFDM в умовах впливу міжканальних завад, яка, на відміну від існуючих, дозволяє по

обраному значенню міжканальної перехідної завади визначити параметри системи OFDM.

3. *Удосконалено методику* оптимального прийому багатовимірних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM, яка, на відміну від існуючих, враховує особливості когерентного, некогерентного та енергетичного прийому та параметрів системи прийому сигналів OFDM.

Практичне значення одержаних результатів у галузі розробки та створення телекомунікаційних систем полягає у тому, що запропонована в дисертаційній роботі моделі та створена на її основі методика може стати основою для формування та створення практично реалізованих схем прийому багатопозиційних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних систем передачі даних на базі сигналів OFDM.

1. Удосконалена в роботі модель розрахунку потужності міжканальних завад в телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM, на відміну від існуючих дозволяє провести кількісну оцінку міжканальної перехідної завади, досягти значення якої менш 3 відсотка завдяки запропонованій моделі можливо вже при збільшення значення міжканальної величини до 96 підканалів для величині захисного інтервалу більше 2 мс при одному преприйомі вхідного сигналу.

2. Вперше розроблена методика вибору параметрів системи OFDM в умовах впливу міжканальних завад, на відміну від існуючих, дозволяє по обраному значенню міжканальної величини мінімізувати потужність міжканальної перехідної завади менш 3 відсотків вибором величини захисного інтервалу без корегування амплітудної фазово-частотної характеристики при реалізації в каналі не більше 1 преприйому.

3. *Удосконалена* методика оптимального прийому багатовимірних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM, яка, на відміну від існуючих, враховує особливості когерентного,

некогерентного та енергетичного прийому та параметрів системи прийому сигналів OFDM.

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

В дисертаційній роботі узагальнено результати досліджень, виконаних автором самостійно і опублікованих в співавторстві в роботах [1-10].

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

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

У опублікованих у співавторстві роботах автором дисертації зроблено такий особистий внесок: [1] подано особисто одержані результати аналізу структури побудови сигналу OFDM; [2] подано особисто розроблену модель оцінки та обґрунтовані на її основі рекомендації по зменшенню впливу міжканальних перехідних завад на ефективність передачі сигналів в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM; [3] подано особисто обґрунтовано структуру OFDM-символу з мінімальним рівнем міжканальної перехідної завади при використанні в телекомунікаційних мережах керування електронними пристроями; [4] особисто запропонована структура OFDM-символу для забезпечення завадозахищеності інфокомунікацій при функціонуванні в умовах невизначеності; [5] подано особисто синтезовані алгоритми оптимального когерентного приймання багатопозиційних сигналів в телекомунікаційних мережах; [7] представлено особисто визначений перелік параметрів системи

передачі сигналів OFDM та обґрунтовано їх взаємозв’язок з можливими міжканальними перехідними завадами; [8] подано особисто одержані результати аналізу процесу функціонування телекомунікаційної системи в умовах впливу завад та перешкод; [9,10] подано особисто одержані результати обґрунтування напрямків зменшення впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних, що можуть функціонувати базі сигналів OFDM.

Апробація результатів дисертації. Основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації, які одержані в ході роботи, апробовані та оприлюднені в ході: XIII наукової конференції студентства та молоді «Світ інформації та телекомунікації», (Київ, ДУТ, 21.10. 2021), регіонально міжнародна науково-технічна конференція МСЕ для країн Європи і СНД «Цифрова трансформація на основі інновацій у сфері ІКТ для розвитку цифрової економіки», (Київ, ДУТ, 15.12.2021)

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

Публікації. Основні наукові положення та результати дисертаційного дослідження опубліковано в 10 наукових працях. У томи числі: в 2 наукових статтях у періодичних наукових виданнях, які індексуються наукометричною базою Scopus; в 6 наукових статтях у періодичних виданнях України включених до “Переліку наукових фахових видань України”, в 2 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 157 сторінок основного тексту, 58 рисунків та таблиць, 2 сторінки додатків. Список використаних джерел містить 84 найменувань і займає 9 сторінок. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 168 сторінок.

РОЗДІЛ 1
АНАЛІЗ РОЗВИТКУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА БАЗІ СИГНАЛІВ OFDM

1.1 Роль та місце технології паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах

На сьогодення в найбільш сучасних та ефективних телекомунікаційних дротових та бездротових системах використовуються стандарти передачі даних, засновані на використанні технології OFDM.

Технологія OFDM – це одночасна передача потоку цифрових даних по багатьом частотним каналам (з багатьма несучими коливаннями) і на сьогодні розглядається як одна з найбільш перспективних для побудови широкосмугових систем цифрового радіозв'язку по багатопроменевих каналах, що забезпечує досить високу спектральну ефективність цих систем. Однією із привабливих властивостей даної технології вважається відносно висока стійкість стосовно частотно-селективних завмирань і вузькосмугових завад. У системах з одним несучим коливанням, завмирання на даній частоті або вузькосмугова завада, що попадає на цю частоту, можуть повністю перервати передавання даних. У багаточастотних системах в аналогічних умовах виявляються подавленими лише незначна частина несучих коливань. Завадостійке кодування може забезпечити відновлення даних, загублених на подавлених несучих.

При OFDM високошвидкісний потік даних розбивається на велике число низько швидкісних потоків, кожний з яких передається у своєму частотному каналі (на своїй несучій частоті), тобто в частотних каналах тривалість канальних символів може бути обрана досить велика, що значно перевищує час збільшення затримки сигналу в каналі. Отже, в кожному частотному каналі уражається лише незначна частина канального символу,

яку можна вилучити з наступної обробки в приймачі за рахунок введення часового захисного інтервалу між сусідніми канальними символами при контрольованому зниженні швидкості передачі[1, 10, 11, 12].

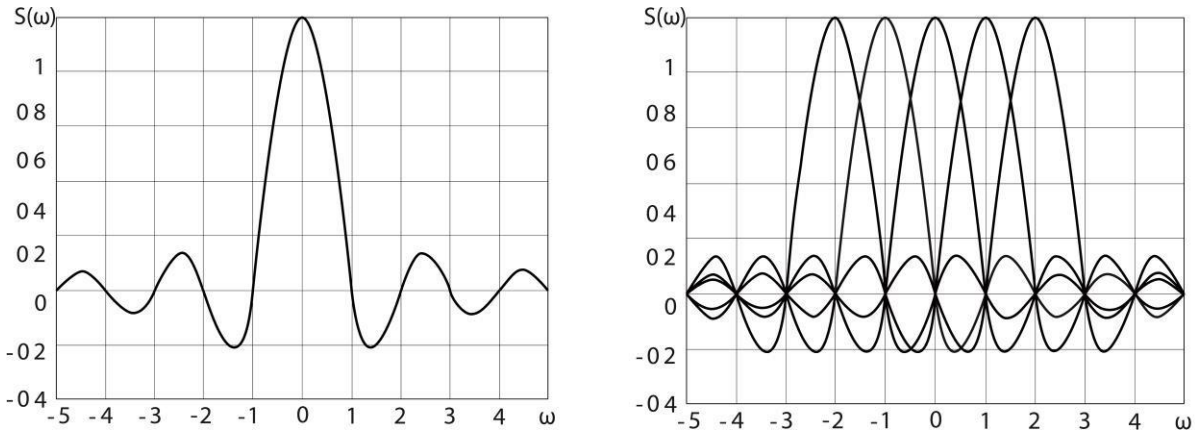
Висока спектральна ефективність забезпечується досить близьким розташуванням частот сусідніх несучих коливань, які генеруються спільно так, щоб сигнали всіх несучих були ортогональні. Це досягається завдяки використанню дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), яке може бути ефективно виконано із застосуванням алгоритмів. Слід зазначити, що таке перетворення використовується в приймачі даної системи передачі при демодуляції прийнятого сигналу. Завдяки цьому абонентське устаткування виявляється порівняно простим, оскільки виключається необхідність використання наборів генераторів гармонійних носівних коливань і когерентних демодуляторів, які необхідні при звичайному частотному розподілі каналів [13, 14].

Концепція використання паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням була запропонована в середині 1960 -х рр. Особливість її, на відміну від класичного способу частотного розподілу каналів, полягає в тому, щоб використовувати частотні канали, що суттєво перекриваються, у кожному з яких пропонувалося організувати цифрову передачу із тривалості елементарних символів T при частотному рознесенні сусідніх каналів на інтервал $\Delta f = 1/T$. Сигнали в різних каналах виявляються ортогональними так, що міжканальні завади відсутні. Ортогональність між сигналами можлива тільки в тому випадку, якщо між носівними частотами гармонійних коливань має місце математично точне співвідношення. Наприклад, якщо на інтервалі T укладається ціле число періодів кожної використовуваної носівної.

На рис 1.1 представлено графіки спектрів одного радіоімпульсу із прямокутною обвідною носівної у вигляді гармонійного коливання із

частотою f_0 і одного OFDM-символу, що містить аналогічні радіоімпульси на декількох носівних, які відстоять по частоті один від одного на інтервалах кратним $\Delta f = 1/T$ [12,15].

Технологія OFDM використовується в широкосмугових цифрових системах передачі даних мобільним абонентом, високошвидкісних цифрових лініях передачі зі швидкостями від 1,6 до 100 Мбіт/с, у цифровому радіомовленні і телебаченні [15, 16, 17].



А Б

Рис. 1.1. Спектральна щільність одного елементарного символу (А) і одного OFDM-символу (Б)

Основними перевагами технології OFDM вважаються наступні [10, 12, 15, 16]:

- у відносно «плинних» в часі каналах, у яких характеристики каналу можна вважати постійними на інтервалі часу передавання одного блока даних, дозволяє значно збільшити пропускну здатність за допомогою адаптації швидкості передачі на кожній носівній у відповідності зі значенням відношення сигнал/завада в цьому частотному каналі (при більших значеннях відношення можна збільшувати число біт, що переносяться одним елементарним символом);

- при фіксованому значенні розширення затримки складність реалізації значно нижча складності аналогічних систем з одним коливанням носія з еквалайзером;

- можливість використання в мережах з одним коливанням носія, що особливо зручно для радіомовлення і телебачення;

- висока ефективність використання радіочастотного спектру, пояснюється майже прямокутною формою обвідної при великій кількості під носівних;

- проста апаратна реалізація: базові операції реалізуються методами цифрової обробки;

- добре протистояння міжсимвольним завадам (ISI – intersymbol interference) і інтерференції між підносівними (ICI – intercarrier interference). Як наслідок – лояльність до багатопроменевого поширення.

Привабливою властивістю технології OFDM є нечутливість до розширення затримки багатопроменевого сигналу.

Можливість застосування різних схем модуляції для кожної підносівної, що дозволяє адаптивно варіювати завадостійкість і швидкість передачі інформації. З іншого боку, технології OFDM властиві деякі недоліки [7, 8, 9, 10, 16, 17]:

- висока чутливість до зміщення частоти й флуктуаціям фази прийнятого сигналу щодо опорного гармонійного коливання приймача;

- відносно високе значення відношення пікової потужності радіосигналу до її середнього значення, що помітно знижує енергетичну ефективність радіопередавачів;

- необхідна висока синхронізація частоти і часу;

- чутливість до ефекту Доплера, що обмежує застосування OFDM в мобільних системах;

- неідеальність сучасних приймачів і передавачів викликає фазовий шум, що обмежує продуктивність системи;

- захисний інтервал, використовуваний в OFDM для боротьби з

багатопроменевим поширенням, знижує спектральну ефективність сигналу[16, 17, 18].

Незважаючи на усі недоліки, OFDM є відмінним рішенням для архітектури сучасних мереж, працюючих в умовах мегаполісу. Технічний прогрес і динаміка ринку постійно ставлять вимоги перед виробниками - удосконалювати існуючі технології. В результаті з'являються пристрої, що використовують у своїй основі різні модифікації OFDM.

При розробці телекомунікаційного устаткування, проводяться активні дослідження з метою послабити вплив цих небажаних властивостей [19-23]. Для різних додатків технологія OFDM рекомендується стандартами Міжнародного інституту інженерів з електроніки та електротехніки (IEEE) і Європейського інституту стандартизації в області телекомунікацій (ETSI). Використовують різні модифікації технології OFDM. Методику ущільнення з метою множинного доступу до середовища декількох користувачів іменують в англомовній літературі як multiple access, тому ці технології називаються: FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA і так далі COFDM (Coded OFDM). Цей вид OFDM відрізняється лише тим, що дані заздалегідь кодуються кодами, які коригують. У DVB-T використовується саме цей вид OFDM [24,25].

1. Flash OFDM (Fast low – latency access with seamless handoff OFDM). Ця модифікація була розроблена компанією Flarion Technologies. Техніка заточена під мобільні пристрої. Усі особливості модифікації полягають в алгоритмах роботи з комутацією пакетів даних.

2. OFDMA – варіант, який розрахований на множину користувачів OFDM технології.

3. VOFDM (Vector OFDM). Цю модифікацію курує компанія Cisco Systems. В основі лежить концепція технології MIMO. Сюди ж можна віднести MIMO-OFDM.

4. WOFDM (Wideband OFDM). Широкосмугова модифікація OFDM розроблена Wi-LAN Inc. У модифікації досягається підвищення пропускної

спроможності і завадостійкої. Основна відмінність у більшій частотній відстані міжпіднесучими

1.2. Технологія побудови системи передачі сигналів OFDM

При побудові OFDM-системи необхідно вибирати чисельні значення таких параметрів, як число несучими гармонійних коливань, частотний інтервал між сусідніми несучими, захисний інтервал часу між сусідніми OFDM-символами, тривалість канального символу, спосіб модуляції коливання несучими, методи завадостійкого кодування. Значення перерахованих параметрів визначаються вимогами до самої системи, такими як смуга займаних частот, необхідна швидкість передачі інформації, значення розширення затримки й допплерівського розширення спектра сигналу в каналі. Деякі із цих вимог суперечливі[10,11,24,25]

OFDM-сигнал є сума несучих гармонійних коливань, кожна з яких модулюється своїм підпотоком переданих біт з використанням ФМ або квадратурної амплітудної модуляції (QAM). Нехай d_i – комплексне число, що представляє амплітуду $|d_i|$ й початкову фазу $\arg(d_i)$ i-го гармонійного коливання несучої OFDM-символу при використанні QAM або QAM – символу; кожний QAM-символ у системах цифрового радіозв'язку переносить кілька кодових біт. Якщо один OFDM – символ містить N_s носівних коливань, то можна вважати, що один OFDM-символ переносить блок i = 0, 1, 2,…, N_s-1 QAM-символів. Тоді комплексна обвідна одного OFDM-символу тривалістю T в момент часу t_k має вираз (1.1) [11, 25]:

$$u(t) = \sum_{i=0}^{N_S-1} d_1 exp\left\{ j2\pi \frac{i}{T}(t - t_k) \right\}, \qquad t_k < t < t_k + T. \quad (1.1)$$

поза цим інтервалом часу OFDM-символ з номером k дорівнює нулю. Формула (1.1) описує граничний відеоеквівалент OFDM-радіосигналу. Щоб одержати реальний OFDM – символ радіосигналу із прямокутною обвідною носівного гармонійного коливання частотою f_0, необхідно цілу й уявну частини обвідної (1.1), що відповідає синфазної й квадратурної компонентам QAM – сигналу, помножити на $\cos(2\pi f_0 t)$ і $\sin(2\pi f_0 t)$ з наступним додаванням отриманих коливань [11,25].

З (1.1) випливає, що для OFDM-сигналу інтервал між частотами сусідніх носівних $\Delta f = 1/T$, частоти всіх носівних кратні цьому інтервалу й, отже, на тривалості одного OFDM-символу завжди укладається ціле число періодів кожної носівної. Для будь-яких сусідніх періодів число кожної несучими відрізняється на одиницю. Початкова фаза й амплітуда кожної несучої визначаються значенням трансльованого QAM-символу цієї несучої , а для різних несучих вони, звичайно, виявляються різними. У таких умовах когерентна демодуляція цього сигналу може бути здійснена з використанням взаємної ортогональності всіх несучих на інтервалі $t_k < t < t_k + T$. Наприклад, відповідно до класичної теорії потенційної завадостійкості для одержання оцінки QAM-символу d_i з номером l із прийнятої комплексної обвідної (1.1) (після її виділення в приймачі традиційним способом) необхідно помножити на коливання несучої $\exp\left\{-j2\frac{l}{T}\pi(t-t_s)\right\}$ і результат проінтегрувати на інтервалі часу $t_k < t < t_k + T$:

$$\int_{t_k}^{t_k+1} \dot{u}(t)\exp\left\{-j2\pi\frac{l}{T}(t-t_k)\right\}dt =$$
$$= \int_{t_k}^{t_k+1} \exp\left\{-j2\pi\frac{l}{T}(t-t_k)\right\}\sum_{i=0}^{N_c-1} d_1 \exp\left\{j2\pi\frac{i}{T}(t-t_k)\right\}dt = d_1 T \qquad (1.2)$$

Фактично відповідно до (1.2) при демодуляції одного OFDM – символу обчислюється значення спектральної щільності амплітуд даного символу на частоті $F_l = l\Delta f$ коливання несучої, з номером l. На рисунку 1.2 зображені спектри, які перекриваються різними несучими одного OFDM – символу і видно, що спектри всіх інших несучих на цій частоті дорівнюють нулю [8,9,22].

Таким чином, при такому виборі частот несучих і інтервалу між сусідніми частотами, пов'язаного із тривалістю символу *T*, у принципі можна забезпечити відсутність взаємних впливів між несучими [8, 9, 22].

Отже, комплексна обвідна одного OFDM-символу представлена виразом (1.1). Але ця формула не що інше, як зворотне перетворення Фур'є сукупності QAM-символів d_i, i=0,1,2,…, N_s-1 [11,12,22].

Якщо замість неперервного часу на інтервалі $t_k < t < t_k + T$ це перетворення обчислювати тільки для дискретних моментів часу $t_l = t_k + i\Delta t$ і інтервал дискретизації часу вибрати $\Delta t = T/(N_S - 1)$, i = 0, 1, 2,…, N_s-1, то сукупності QAM-символів d_i, i = 0, 1, 2,…, N_s-1 і відліків комплексної обвідної та u(t_i), i = 0, 1, 2,…, N_s-1 виявляться зв'язаними зворотним дискретним перетворенням Фур'є (ЗДПФ)

$$u(t_l) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left\{ j2\pi \frac{l}{T}(t - t_k) \right\}, \quad l = 0,1,2...,N_s - 1 . \qquad (1.3a)$$

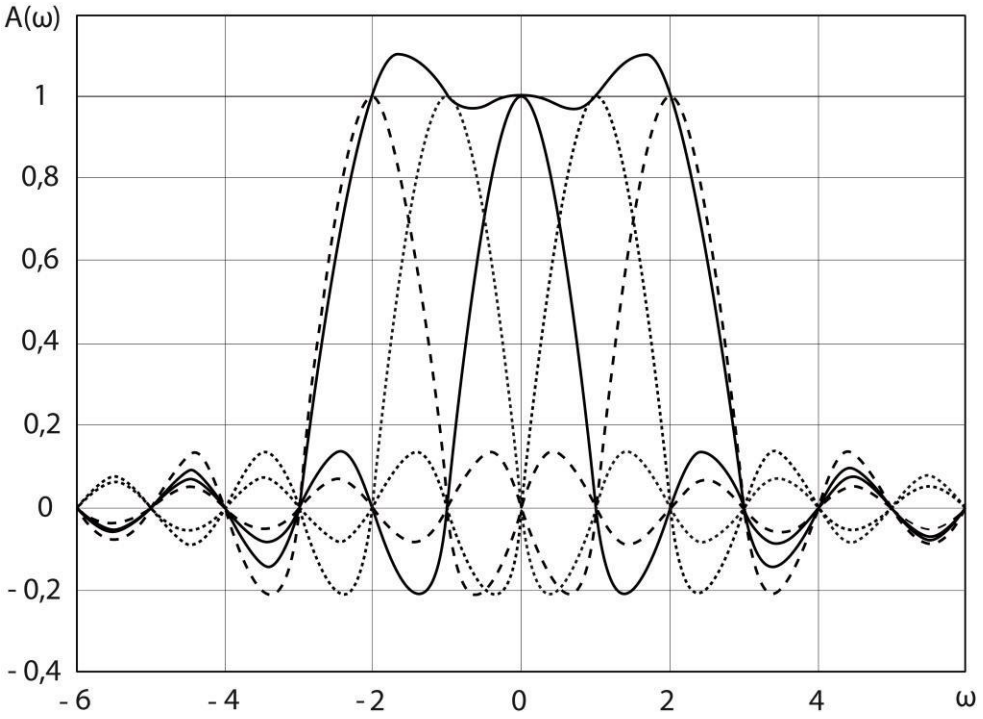


Рис. 1.2. Спектральна щільність суми п'яти несучих із однаковими амплітудами й початковими фазами

Якщо прийняти в якості початку відліку часу будь-якого OFDM-символу момент його початку, то в (1.3,*б*) можна обмежитися тільки індексами

$$u(l) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left\{ j2\pi \frac{il}{N_s - l} \right\}, \qquad l = 0,1,2...,N_s - 1. \qquad (1.3б)$$

Відомо досить багато ефективних алгоритмів обчислення ДПФ, з яких найбільше поширення одержали швидкі алгоритми перетворення Фур'є (ШПФ). Зокрема, N_s – точкове зворотне швидке перетворення Фур'є (ЗШПФ) вимагає виконання тільки N_s^2 комплексних множень, які зводяться фактично тільки до зворотної фази. Присутні операції додавання реалізуються значно простіше й іноді не враховуються при порівнянні обчислення складності різних алгоритмів. Особливо ефективні алгоритми ШПФ, якщо число елементів N_s може бути представлено у вигляді ступеня двійки. У цьому випадку число

комплексних множень при виконанні N_s точкового ЗШПФ виявляється $(N_s/2)\log2(N)$ [11,12,13,22].

Таким чином, відповідно до (рис. 1.2) формування одного OFDM-символу радіосигналу може здійснюватися в такий спосіб [8, 22]. З потоку послідовно надходжуваних комплексних QAM-символів d_l, l = 0, 1, 2, формується блок символів, призначений для передачі одним OFDM-символом. Цей блок за допомогою ЗШПФ переводиться у відліки комплексної обвідної $u(t_l)$ $l = 0,1,2...,N_s - 1$. Ця операція звичайно виконується цифровими пристроями і сформовані таким способом цифрові відліки за допомогою цифро-аналогового перетворювача перетворяться в аналогову реалізацію $u(t)$, $t_k < t < t_k + T$, комплексної обвідної чергового OFDM-символу, для якої відповідає (1.3, *а*). Далі низькочастотний сигнал може бути перенесений на необхідну частоту несучого коливання. Однак для боротьби із багатопроменевістю до сформованої реалізації комплексної обвідної OFDM-символу спочатку додається так званий префікс.

Однією із основних властивостей технології OFDM є нечутливість до розширення затримки багатопроменевого сигналу. Ця властивість забезпечується за рахунок значного збільшення тривалості одного OFDM-символу, яка більша тривалості QAM-символу в N_s раз, так що відносний час збільшення затримки в каналі у стільки ж раз зменшується. Для того, щоб практично повністю усунути міжсимвольну інтерференцію між сусідніми OFDM – символами, вводиться захисний часовий інтервал T_g. Цей інтервал міг би зовсім не містити сигналу. Однак могла б виникнути міжканальна інтерференція між різними несучими, оскільки була б порушена їхня взаємна ортогональність. Причиною виникнення таких взаємних завад служить багатопроменевість [8, 22, 23].

Якщо маємо два різних несучих гармонійних коливання із цілим числом періодів на інтервалі тривалістю T, кожна з яких відноситься до

різних променевих компонентів прийнятого OFDM-відеосигналу. Між променями є часова затримка τ. Якщо приймач вибирає інтервал інтегрування для виділення QAM – символу несучої першого променя, то на цьому інтервалі для носівної другого променя укладається неціле число періодів і, отже носівні виявляються не ортогональними. Носівна, яка має свій QAM – символ, внесе додаткову носівну, що впливає на виправлення в результат інтегрування першого променя. Очевидно аналогічний вплив виявить носівна на результат інтегрування носівної другого променя на її інтервал [22, 23, 24].

Щоб усунути порушення ортогональності через багатопроменевість кожне носівне коливання циклічно триває на захисному інтервалі. У цьому випадку навіть затримка другого променя на деякий час τ не приведе до порушення ортогональності між носівною першого променя та носівною іншого променя, оскільки на будь-якому інтервалі часу тривалістю T завжди буде укладатися ціле число періодів кожної носівної незалежно від розміщення цього інтервалу.

Це справедливо для будь-якого променя, якщо розширення затримки $\Delta\tau$ через багатопроменевість каналу не перевищує тривалість захисного інтервалу T_g [23,24].

Час інтегрування T повинно бути значно більше тривалості T_g захисного інтервалу. Введення захисного інтервалу й циклічного розширення знижує швидкість передачі. Сигнал на даному інтервалі прийнято називати префіксом. Енергія передавача, затрачувана на префікс, у приймачі не використовується. Однак і енергетичні втрати та втрати пропускної здатності системи OFDM контрольовані, тому можуть бути обрані їхні припустимі значення. На інтервалах інтегрування кожної носівної в приймачі є сума гармонійних коливань, амплітуди і фази яких визначаються QAM-символами. Ортогональність

носівних коливань може порушитися, якщо розширення затримки $\Delta\tau$ у каналі перевищує тривалість захисного інтервалу.

Префікс одного OFDM-символу дорівнює сумі префіксів усіх носівних. У свою чергу, префікс однієї носівної на захисному інтервалі T_g точно збігається зі значеннями даної носівної наприкінці інтервалу інтегрування T [23, 24]. Тому префікс OFDM–відеосимволу на захисному інтервалі повністю збігається зі значеннями комплексної обвідної цього символу наприкінці інтервалу інтегрування. Таким чином, префікс створюється шляхом періодичного продовження миттєвих значень комплексної обвідної $u(t)$ на захисний інтервал.

Спектральна щільність одного OFDM – символу є сума спектрів усіх носівних коливань. На рисунку 1.2 представлено приклад графіка спектра деякої суми носівних, амплітуди й фази яких прийняті однаковими. У реальній системі OFDM-символ є сума модульованих QAM-символів гармонійних коливань, кожне з яких має прямокутну обвідну. У результаті поза основною смугою системи цифрового радіозв'язку спектр послідовності таких OFDM-символів убуває досить повільно, оскільки є сума функцій типу $\sin(x)/x$ [23, 24].

Після вибору захисного інтервалу можна знайти тривалість OFDM-символу T_c. Чим меншу частку інтервалу T_c становить тривалість захисного інтервалу T_g, тим менші енергетичні втрати, отже, менше необхідна випромінювана потужність для забезпечення необхідного значення відношення сигнал/завада в приймачі.

Однак тривалість T_c не може бути занадто великою, тому що кількість носівних коливань стає значно більшою, а частотні інтервали між ними дуже малими. Зростає чутливість системи до відхилень частоти в приймачі і до флуктуацій фази. Зростає також пікфактор OFDM -сигналу. Останнє утрудняє забезпечення лінійного режиму потужних підсилювачів передавача. Тому вибір тривалості T_c символу може бути сформульовано в такий спосіб: якщо допустити енергетичні

втрати не більші 1 дБ, то тривалість символу повинна бути більше захисного інтервалу принаймні в п'ять раз.

Отже, тривалість основного інтервалу інтегрування OFDM–символу в приймачі $T=T_c-T_g$, а частотний інтервал між сусідніми носівними коливаннями $\Delta f = \frac{1}{T}$ [23, 24].

Число несучих можна визначити $N_s = \frac{F}{\Delta f}$. З іншого боку, число несучих можна визначити як відношення сумарної швидкості передачі лінії R до швидкості передачі R_n на одній несучій.

У свою чергу, швидкість передачі на одній несучої визначається видом модуляції (наприклад, QAM-16), швидкістю використовуваного коду, швидкістю канальних символів. При знайденій швидкості проходження OFDM-символів і заданої швидкості передачі лінії можна обчислити число біт.

1.3. Завадостійкість моделей формування багатовимірних, багатопозиційних фазомодульованих сигналів

Існують різні способи формування і обробки фазомодульованих сигналів. Проведемо аналіз принципів побудови багатопозиційних фазомодульованих сигналів і сигналів з комбінованими способами модуляції [8,9, 23-25]. Принцип побудови *m*-позиційних фазомодульованих сигналів дуже простий: *m* сигнальних точок розташовуються на колі з радіусом, залежним від потужності (або енергії посилки) сигналу на рівних відстанях з кутовим інтервалом $2\pi/m$ радіан. Такі сукупності сигнальних точок-векторів для випадків $m = 2, 3, 4, 8$ показані на рис.1.7. Радіуси кіл, на яких розташовані сигнальні точки, співпадають з кінцями направлених відрізків, прирівняні до кореня квадратного з енергії посилок сигналу: $R = \sqrt{E}$.

Якщо на посилці передається гармонійне коливання з параметрами a, ω і φ, то ця величина дорівнює:

$$R = \sqrt{E} = \sqrt{\int_0^T a^2 \sin^2(\omega t + \varphi) dt} = \frac{a\sqrt{T}}{\sqrt{2}}. \qquad (1.4)$$

Значення (1.4) збігається з евклідовою відстанню між центром кола і будь-якою точкою на ній. На рис.1.3, *а* зображено двопозиційний (однократний) сигнал з фазами 0 і π. Відстань між сигнальними точками в даному випадку $d_2 = 2\sqrt{E}$ - це максимально можлива відстань між точками кола з радіусом $\sqrt{E}$. Вона цілком визначає потенційну завадостійкість даної двопозиційної системи. Відстань $d_2 = 2\sqrt{E}$ є відліковою величиною, з якою зіставляється відстань між варіантами сигналу в різних багатопозиційних системах. Двопозиційний сигнал кодується елементарно: одному з його варіантів символ 0, а іншому - символ 1, як показано на рис.1.2, *а*. [23-25].

На рис.1.3, *б* показаний трипозиційний ФМ сигнал з векторами, що знаходяться на 120°. Це єдина з багатопозиційних систем із ФМ, у якій відстані між усіма варіантами сигналу однакові (еквідистантні сигнали).

Відстань між двома гармонійними сигналами S_1 і S_2 тривалістю *T,* які відрізняються за фазою на φ:

$$d(S_1, S_2) = \sqrt{\int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt} = \sqrt{\int_0^T [a\sin(\omega t + \varphi) - a\sin\omega t]^2 dt} = \sqrt{a^2 T - a^2 T\cos\varphi} = \sqrt{2E}\sqrt{1 - \cos\varphi}, \qquad (1.5)$$

де $E = a^2 T/2$. У табл. 1.1 приведені розраховані за формулою (1.5) відстані d_m між найближчими варіантами сигналу в *m*-позиційних системах з ФМ і програш (за мінімальною сигнальною відстанню) *m*-позиційної системи

двопозиційної. У загальному випадку мінімальна відстань між сигналами не є характеристикою, що однозначно визначає завадостійкість [23, 25].

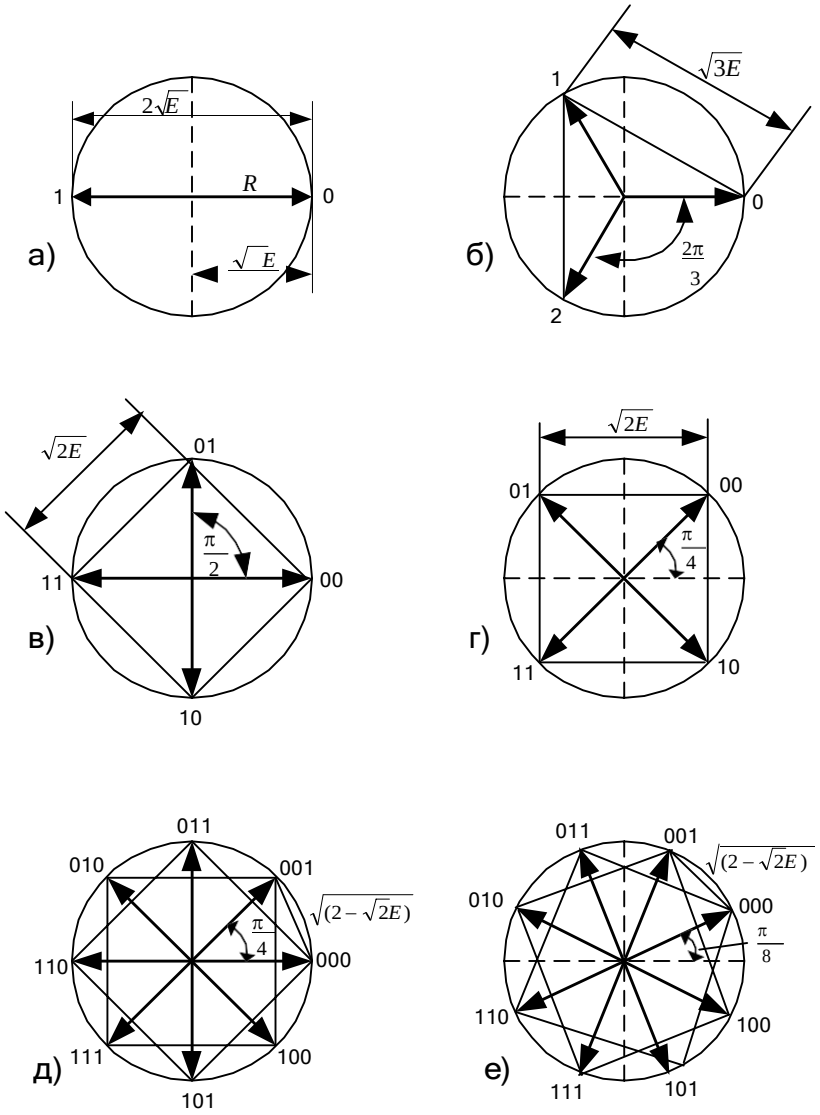


Рис.1.3. Багатопозиційні фазомодульовані сигнали:
а) двійкові (однократні); *б*) трійкові; *в, г*) четвіркові (двократні);
д, е) восьмирічні (трикратні)

Імовірність похибки в ідеальному прийомі залежить від системи сигналів в цілому, а не тільки від відстані між найближчими варіантами сигналу. Однак для заданої конфігурації сигнальних точок імовірність похибок є монотонно спадаючою функцією мінімальної відстані. У випадку

трипозиційної системи (рис.1.7,*б*) відстань між сигналами $d_3 = \sqrt{3E}$ і відрізняється від d_2 на 1,25 дБ. Тому при однаковій тривалості посилки трипозиційна система незначно поступається двопозиційній за завадостійкістю, перевершує за швидкістю передачі в $\log_2 3 = 1{,}58$ рази [23-25]. Цей параметр зручний для якісного порівняння різних систем сигналів. Розглянута трипозиційна система ФМ сигналів при заданій імовірності похибки є оптимальною по енергетичних витратах, які припадають на передачу одного біта інформації.

Таблиця 1.1

Відстані d_m між найближчими варіантами сигналу в m-позиційних системах з ФМ

Кратність модуляції N	Число фаз m	Мінімальна різниця фаз	Мінімальна евклідова відстань між сигналами d_m	d_2 / d_m, дБ
1	2	π	$2\sqrt{E}$	0
$\log_2 3$	3	2π/3	$\sqrt{3E} \approx 1{,}73\sqrt{E}$	1.25
2	4	π/2	$\sqrt{2E} \approx 1{,}41\sqrt{E}$	3.01
3	8	π/4	$\sqrt{(2-\sqrt{2})E} \approx 0{,}765\sqrt{E}$	8.34
4	16	π/8	$\sqrt{(2-\sqrt{2+\sqrt{2}})E} \approx 0{,}39\sqrt{E}$	14.2
5	32	π/16	$\sqrt{(2-\sqrt{2+\sqrt{2+\sqrt{2}}})E} \approx 0{,}196\sqrt{E}$	20.2

Але незважаючи на це, вона використовується порівняно рідко через необхідність спеціального перетворення двійкового коду у трійковий.

Найбільш широке використання одержали чотирипозиційні (двократні) сигнали, показані на рис.1.3,*в* і *г*. Двократна система представлена в двох найбільш популярних варіантах: з фазами (або різницями фаз) 0, π/2, π і 3π/2 (рис.1.3, *в*) або π/4, 3π/4, 5π/4 і 7π/4 (рис.1.3, *г*) [23-26].

В обох випадках мінімальна відстань між варіантами сигналу $d_4 = \sqrt{2E}$, що відповідає відстані між ортогональними сигналами. Зображені чотирипозиційні сигнали є найкращими за завадостійкістю з усіх двовимірних чотирипозиційних сигналів. Крім того, ці сигнали мають чудову властивість: при однаковій швидкості передачі вони забезпечують таку ж завадостійкість, як і двопозиційні сигнали з ФМ (рис.1.3, *а*), тому що зменшення відстані між сигналами в $\sqrt{2}$ рази цілком компенсується подовженням посилки сигналу вдвічі. Кожна посилка з двократною ФМ чи ФРМ несе два біти інформації.

На рис.1.7, *в,г* показана типова система кодування двократних сигналів дворозрядними двійковими комбінаціями - система коду Грея, який має властивість: кодові комбінації, які відповідають найближчим фазам (або різницям фаз), відрізняються тільки одним двійковим символом [23, 25]. При двократній ФМ код Грея є єдиним маніпуляційним кодом, який має таку властивість. У результаті його використання помилковий прийом, як правило, приводить до спотворення тільки одного з двох переданих двійкових символів.

Системи сигналів рис.1.3, *в* і *г,* мають однакову потенційну завадостійкість і відрізняються тільки реалізаційними аспектами. У системі рис.1.3, *г* мінімальний фазовий зсув дорівнює π/4. Тобто на кожній посилці, є той чи інший ненульовий стрибок фази на відміну від системи рис.1.7, *в,* у якій при передачі комбінації 00 фазовий зсув дорівнює нулеві. Це визначає деякі особливості реалізації модулятора і демодулятора [15].

На рис.1.3, *д* і *е* представлені два варіанти восьмипозиційних (трикратних) фазомодульованих сигналів. У першому варіанті фази або різниці фаз приймають значення $(i-1)\pi/4$, де *i = 1,2,...,8,* а в другому варіанті — значення $(2i-1)\pi/8$. Перший варіант ніби об'єднує сигнали двох чотирипозиційних систем (рис.1.2, *в* і *г*), зсунутих один до одного на π/4. Другий варіант не містить нульової фази і має постійний зсув щодо першого

на π/8. Кожна посилка восьмипозиційного сигналу несе три двійкові одиниці інформації. В трикратній системі, так як і в двократній, існує єдиний оптимальний маніпуляційний код, у якому триразрядні двійкові комбінації, відповідні найближчим один до одного сигнальним векторам, відрізняються тільки в одному двійковому символі — це код Грея. На рис.1.3 комбінації маніпуляційного коду Грея проставлені у відповідних векторах.

Відстань між найближчими векторами в трикратних системах сигналів, показаних на рис.1.7, $d_8 = \sqrt{(2-\sqrt{2})E}$, що на 8.3 дБ менше, ніж в однократній системі [23,25]. Ця відстань не мінімальна, як у розглянутих раніше сигналах меншої кратності.

Рівномірне розміщення всіх сигнальних точок на колі, тобто використання рівнопотужних сигналів, які відрізняються лише фазою, є оптимальним тільки для дво-, три- і чотирипозиційних (рис.1.3, *а-г*). При *m>4* оптимальними є нерівнопотужні сигнали, що відрізняються як фазою, так і амплітудою і розміщені рівномірно всередині кола, радіус якого визначається максимально припустимою енергією сигналу. З точки зору теорії модуляції такі сигнали відносяться до комбінованих способів модуляції, при яких одночасно змінюються декілька параметрів сигналу - у випадку, який розглядається, амплітуда і фаза чи різниця фаз. Сигнали з амплітудно-фазовою (АФМ) або амплітудно-фазорізницевою модуляцією (АФРМ) [25-27].

Найпростіший принцип побудови сигналів з АФМ полягає в тому, що сигнальні точки розміщуються на двох концентричних колах. Проте це не завжди приводить до оптимального результату. В якості прикладу на рис.1.4 показаний восьмипозиційний сигнал з АФМ - сигнальні точки позначені хрестиками. Чотири сигнали розміщені на колі радіусом $R = \sqrt{E}$, а чотири — на колі радіусом $r < R$ із зсувом по фазі на π/4 [26,27]. Дана сукупність сигналів оптимізується за критерієм максимуму мінімальної відстані між сигналами шляхом вибору відношення радіусів R і r. Дійсно, чим більший r

при фіксованому R, тим більша відстань між точками внутрішнього кола, але тим менша відстань між точками внутрішнього і зовнішнього кіл. Тому шуканий максимум досягається, коли ці відстані стають рівними, тобто коли трикутник abc на рис.1.4 – рівносторонній:

$$ab = bc = ca \tag{1.6}$$

Найдемо відношення R/r, при якому виконується умова (1.6).

$$\frac{ad}{2} = r\sin\frac{\pi}{4}, \quad \frac{bc}{\sin\pi/4} = \frac{R}{\sin(\pi - \pi/4 - \pi/6)}. \tag{1.7}$$

Підставивши (1.7) у (1.6), одержимо:

$$R/r = 2\cos\pi/12 \approx 1{,}932 \tag{1.8}$$

При цьому оптимальному відношенні R/r мінімальна відстань між сигналами

$$d_8 = ab = \frac{\sqrt{E}\sin\pi/4}{\cos\pi/12} \approx 0.73\sqrt{E}. \tag{1.9}$$

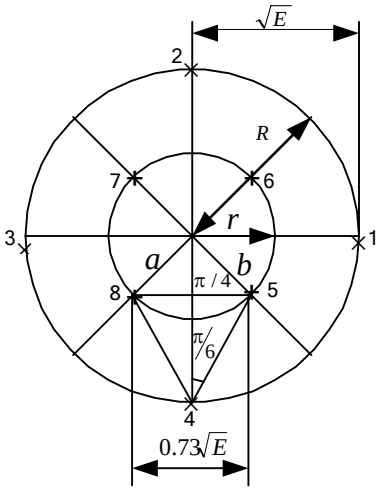


Рис.1.4. Восьмипозиційний сигнал з АФМ
із розташуванням сигнальних точок на двох концентричних колах

Ця відстань трохи менша, ніж у системи восьмипозиційних ФМ сигналів, розташованих на одному колі радіусом $R = \sqrt{E}$ (рис.1.3, *д* і *е* і табл.1.1) [25,26]. Таким чином, у випадку трикратної системи розміщення сигнальних векторів на двох концентричних колах замість одного не дає виграшу. Оптимальною за критерієм максимуму мінімальної відстані виявляється найпростіша восьмипозиційна система з АФМ, у якій сім сигналів розміщені рівномірно на колі радіусом $R = \sqrt{E}$, а восьмий сигнал дорівнює нулеві [23]. Така сукупність сигнальних точок показана на рис.1.5.

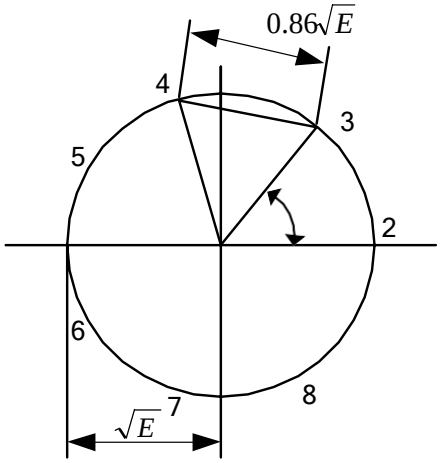


Рис.1.5. Найкращий восьми позиційний сигнал у двовимірному просторі

Мінімальна відстань у цій системі:

$$d_8 = ab = \frac{\sqrt{E}\sin 2\pi / 7}{\cos\pi / 7} \approx 0.86\sqrt{E}. \qquad (1.10)$$

Недолік сигналу, показаного на рис.1.5, той, що й у всіх сигналів з АФМ - нерівнопотужність варіантів. Нерівнопотужність сигналів викликає певні труднощі як при їх передачі каналами зв'язку (особливо при наявності

нелінійних перетворень), так і при реалізації оптимальної обробки. Не дивлячись на відомі недоліки АФМ, цей спосіб модуляції широко використовується, так як при зростанні *m* рівнопотужні фазомодульовані сигнали швидко втрачають завадостійкість [8, 9].

Розглянемо 16-позиційні сигнали з ФМ і АФМ. На рис.1.10 показані дві системи подібних сигналів [23,27]. Точками на колі радіусом $R = \sqrt{E}$ позначені 16 варіантів сигналу з ФМ. Сигнальні точки в цьому випадку розміщені рівномірно на колі з кроком π/8. Зазвичай вони кодуються чотирирозрядними двійковими комбінаціями чотирикратного коду Грея. Однак у даному випадку код Грея є не єдиним оптимальним маніпуляційним кодом. Відстань між найближчими сигнальними точками в 16-позиційній системі з ФМ чи ФРМ $d_{16}(ФМ) = 0.39\sqrt{E}$ (табл.1.1), що відповідає програшу більше 14 дБ у порівнянні з двопозиційною системою [23, 26]. В колі даного радіусу можна побудувати кращу систему сигналів з АФМ.

Система з 16 сигналів з АФМ на рис.1.6 позначена хрестиками.

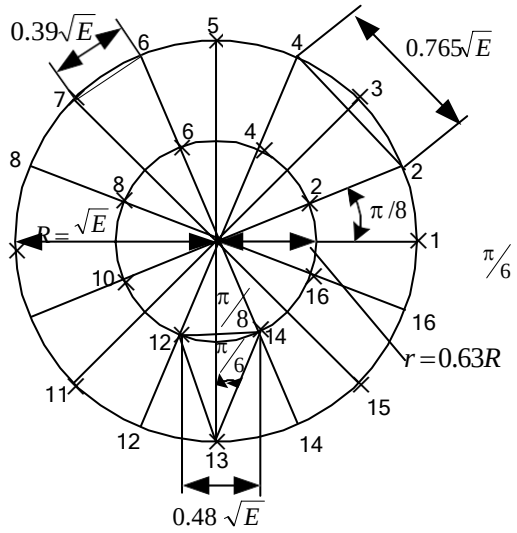


Рис.1.6. Шістнадцятипозиційний сигнал із АФМ
із сигнальними точками на двох концентричних колах

Непарні сигнали цієї системи рівномірно розміщені на колі більшого радіусу з інтервалом π/4. Непарні сигнальні точки системи з АФМ збігаються

з непарними сигнальними точками системи з ФМ. Парні сигнали системи з АФМ рівномірно розміщені на колі меншого радіусу $r < R$ з тим же інтервалом π/4 і з загальним зсувом відносно непарних варіантів на π/8.

Мінімальна відстань між точками системи максимізується вибором такого відношення R/r при якому відстань між сусідніми точками на колі радіусом r дорівнює відстані між найближчими точками на двох колах: $ab = bc = ca$. Аналогічно (1.6 - 1.8):

$$ab = 2r\sin\pi/8; \tag{1.11}$$

$$bc = \frac{R\sin\pi/8}{\sin(\pi - \pi/8 - \pi/6)}. \tag{1.12}$$

Порівнюючи (1.11) і (1.12), одержуємо:

$$R/r = 2\cos 5\pi/24 \approx 1.587. \tag{1.13}$$

При даному оптимальному відношенні R/r мінімальна відстань між сигналами:

$$d_{16}(АФМ) = ab = \frac{\sqrt{E}\sin\pi/8}{\cos 5\pi/24} \approx 0.482\sqrt{E}, \tag{1.14}$$

як видно, більша, ніж d_{16} (ФМ).

Найбільший ефект дає перехід від ФМ до АФМ у системах з обмеженою середньою потужністю. У цьому випадку сигнальні точки 3, 7, 11 і 15 системи сигналів, показаної на рис.1.7, будуть лежати на колі радіусом, більшим, ніж $R = \sqrt{E}$, і, отже, мінімальна відстань буде більшою, ніж $0.47\sqrt{E}$ [23, 26].

Розглянемо другий приклад. На рис.1.8 показана 16-позиційна система сигналів з АФМ, у якій сигнальні точки, позначені хрестиками і пронумеровані, розташовані у вузлах квадратної решітки. Розмір решітки визначається тим, що діагональ великого квадрата дорівнює діаметру описаного кола $2R = 2\sqrt{E}$. На колі для порівняння розміщені 16 сигнальних точок системи з ФМ. У розглянутому прикладі обидві системи, що порівнюються, мають однакове обмеження максимальної потужності сигналу, яка у системі з АФМ досягається при передачі сигналів з номерами 3, 7, 11 і 15. За таких умов мінімальна відстань між сигнальними точками:

$$d_{16}(АФМ) = \sqrt{2E}/3 \approx 0.47\sqrt{E}. \qquad (1.15)$$

Це більше, ніж у системи з 16-позиційною ФМ, і майже стільки ж, скільки в системі сигналів з АФМ, представленій на рис. 1.5.

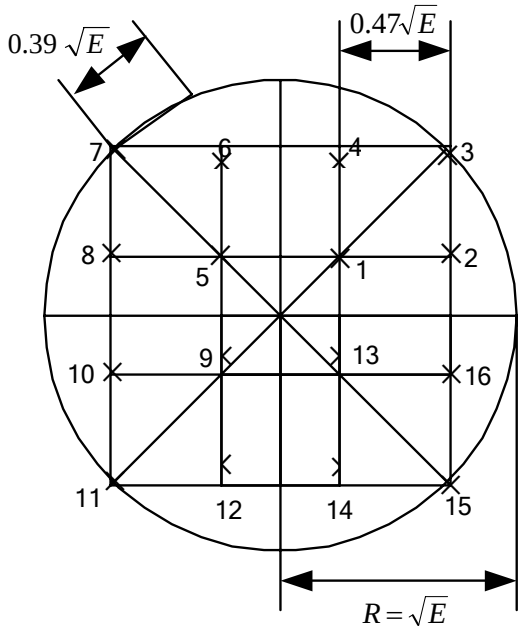


Рис.1.7. Шістнадцятипозиційні сигнали із ФМ та АФМіз сигнальними точками у вузлах квадратної решітки при обмеженій максимальній потужності

Для сигналів із ФМ усі параметри (у тому числі мінімальна відстань) зберігаються попередніми, так як для цих сигналів середня і максимальна потужності рівнів.

На рис.1.8 у якості прикладу представлені ті ж, що і на рис.1.7, 16-позиційні сигнали з ФМ і АФМ, але для випадку обмеженої середньої потужності. На колі радіусом $R = \sqrt{E}$, де E — енергія посилки сигналу з ФМ, показані 16 сигнальних точок чотирикратного фазомодульованого сигналу [23, 25, 26].

Шістнадцять сигнальних точок системи з АФМ, відзначені хрестиками, розташовані у вузлах квадратної решітки, яка у даному випадку виходить за межі кола радіусом $\sqrt{E}$. Для знаходження порівняльних енергетичних параметрів сигналів необхідно виходити з рівності середньої потужності або середньої енергії сигналів із ФМ і АФМ. У сигналів із ФМ середня і максимальна енергії посилок сигналу [8,9]:

$$Ecp(ФМ) = E_{\max}(ФМ) = E. \tag{1.16}$$

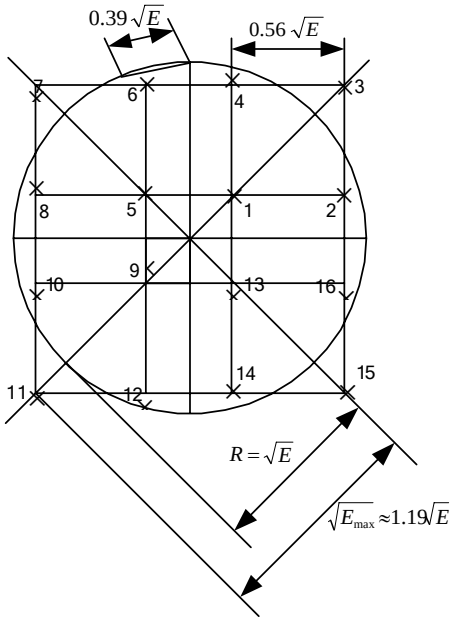


Рис.1.8. Шістнадцятипозиційні сигнали з ФМ і АФМ із сигнальними точками у вузлах квадратної решітки при обмеженій середній потужності

У сигналів з АФМ середня енергія через енергію варіантів [8, 23, 26]:

$$E_{cp}(АФМ) = \frac{1}{16}\sum_{i=1}^{16} E_i . \qquad (1.17)$$

Максимальна енергія має місце в сигналах з номерами 3, 7, 11 і 15:

$$E_3 = E_7 = E_{11} = E_{15} = E_{\max}. \qquad (1.18)$$

Енергію інших сигналів записуємо через $E_{\max}$:

$$E_1 = E_5 = E_9 = E_{13} = E_{\max} / 3;$$

$$E_2 = E_4 = \ldots = E_{16} = \sqrt{5} E_{\max} / 3.$$

Таким чином, підставивши (1.15) у (1.14), одержимо [23, 26]:

$$E_{cp}(АФМ) = (2 + \sqrt{5}) E_{\max} / 6. \qquad (1.19)$$

Прирівнюючи (1.16) і (1.19), маємо [23,26]:

$$E_{\max} = \sqrt{6/(2+\sqrt{5})}\sqrt{E} \approx 1.19\sqrt{E}. \qquad (1.20)$$

Як видно, при обмеженій середній потужності максимальна довжина вектора сигналу розглянутої системи з АФМ приблизно на 20% більша від довжини вектора сигналу з ФМ. При цьому мінімальна відстань між

векторами збільшується з $0.47\sqrt{E}$ при обмеженій максимальній потужності (рис.1.7) до

$$d_{16}(АФМ) \approx 0.56\sqrt{E} \tag{1.21}$$

при обмеженій середній потужності (рис.1.8).

Розрахунки показують, що для випадку сигналів з АФМ, розташованих на двох концентричних колах (рис.1.6), ті ж, що й у (1.20) і (1.21) параметри при обмеженій середній потужності:

$$\sqrt{E_{\max}} \approx 1.2\sqrt{E}; \quad d_{16}(АФМ) \approx 0.58\sqrt{E}. \tag{1.22}$$

Таким чином, розглянуті 16-позиційні сигнали з АФМ - один варіант на рис.1.6, а другий на рис.1.7 і 1.18 - приблизно еквівалентні за потенційною завадостійкістю при обмежених як максимальній, так і середній потужностях. Ці варіанти не є строго оптимальними, однак наближені до оптимального за завадостійкістю та зручні для реалізації [8, 9, 26].

Розглянуті багатопозиційні фазомодульовані сигнали і багатопозиційні сигнали з амплітудно-фазовою (фазорізницевою) модуляцією найбільш часто використовуються у системах цифрового зв'язку.

1.4 Постановка завдання на наукове дослідження

Основною проблемою високошвидкісної передачі проводовими каналами є подолання невизначеності частотних характеристик, зумовлених неможливістю апріорного виміру цих характеристик (наприклад, в комутованій мережі, або зміною характеристик за часом) [1, 2, 8, 14].

Системи OFDM відомі, добре зарекомендували себе в каналах з розсіюванням. Вперше такі системи стали застосовувати в телефонних

радіоканалах декаметрового діапазону, оскільки їм властива довга посилка, яка дозволяє ефективніше послабити вплив багатопроменевості (БМ) на завадостійкість прийому, і разом з тим, забезпечити високу сумарну швидкість передачі. Ці переваги зумовили БМ одержати значний розвиток на проводових каналах телекомунікаційних систем (ТС): довга посилка при порівняно високій стійкості відносно імпульсних завад і переривань. Крім того, у БМ параметри сигналу, виходячи з припустимих відхилень амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик (АФЧХ) каналу ТС, вибираються такими, щоб система була нечутлива (інваріантна) до цих відхилень, чим би вони не були зумовлені (такий підхід називається *інваріантним*).

Таким чином, однією з важливих особливостей системи OFDM є відносна інваріантість їх завадостійкості до форми АФЧХ каналу зв'язку, що дозволяє або зовсім відмовитися від коректування АФЧХ, або обмежитися застосуванням простих фазових коректорів, котрі забезпечують зниження нерівномірності групового часу затримки (ГЧЗ) до величин типових для одного чи декількох переприйомних ділянок [8, 9, 23].

Доцільність використання систем OFDM для роботи проводовими каналами зв'язку доведена експериментами і практичними розробками. Однак, до нинішнього часу відсутня методика вибору параметрів сигналу таких систем, від яких багато в чому залежить їхня ефективність. Одним з найважливіших параметрів систем OFDM є число піднесучих частот (підканалів) W. За інших рівних умов з ростом W збільшується тривалість тактового інтервалу і знижується ефективно використовувана смуга частот, що в сукупності зменшує вплив неідеальності АФЧХ каналу. Однак, при цьому збільшується кількість операцій, що виконуються при модуляції і демодуляції сигналу, зростає вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу [3, 4, 8, 9].

Вирішення вказаного завдання щодо врахування параметрів системи потребує наукових досліджень в напрямку розробки окремої моделі,

розрахунку потужності міжканальних завад в телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM. Вказана модель повинна враховувати параметри системи сигналів OFDM та забезпечувати їх взаємозв’язок з потужністю між канальних завад в напрямку мінімізації вказаної потужності.

Обґрунтований та визначений взаємозв’язок потужності між канальних завад та параметрами системи повинен забезпечити розробку окремої методики вибору параметрів системи OFDM в умовах впливу міжканальних завад, яка дозволяє по обраному значенню міжканальної перехідної завади визначити параметри системи OFDM.

В сувокупності вирішення двох вищезазначених завдань повинно забезпечити вирішення наступного завдання щодо оптимального прийому багатовимірних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM. Яке найбільш доцільно вирішити в напрямку удосконалення моделі оптимального прийому багатовимірних сигналів з врахуванням різних типів передачі даних та параметрів системи прийому сигналів OFDM.

Таким чином, для досягнення поставленої мети і вирішення зазначеного наукового завдання необхідно вирішити наступні наукові задачі [3, 4]:

– провести аналіз завадозахищеності процесу паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM.

– удосконалити модель розрахунку потужності між канальних завад з врахуванням особливостей побудови та параметрів системи сигналів OFDM;

– розробити методику вибору параметрів системи сигналів OFDM в умовах впливу міжканальних завад;

– удосконалити методику оптимального прийому багатовимірних сигналів OFDM для всіх типів прийому вхідних даних в умовах впливу міжканальних завад.

Висновки до розділу 1

В розділі подано результати аналізу завадозахищеності процесу паралельної передачі даних і частотного розподілу з мультиплексуванням сигналу в телекомунікаційних системах (технологія OFDM).

1. Показано, що технологія OFDM за визначеними характеристиками та властивостями, дозволяє забезпечити вимоги до сучасних телекомунікаційних систем та мереж. Це досягається великими швидкостями передачі інформації в порівнянні з іншими технологіями.

2. Досліджено систему багатовимірних багатопозиційних сигналів, на базі яких можна досягнути швидкості передачі інформації близьку до пропускної спроможності каналів зв’язку в умовах впливу міжканальних завад.

3. Визначені напрямки подальших досліджень, спрямовані на підвищення ефективності прийому багатовимірних сигналів в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналів OFDM

РОЗДІЛ 2.
МЕТОДИКА ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМИ СИГНАЛУ OFDM В УМОВАХ ВПЛИВУ МІЖКАНАЛЬНИХ ЗАВАД

2.1 Модель розрахунку потужності міжканальних завад в системі передачі сигналів OFDM

2.1.1 Модель розрахунку потужності міжканальних завад в системі передачі сигналів OFDM в частотній сфері

Міжканальну величину *W*, що забезпечує системі зазначену вище властивість відносної інваріантості, можна визначити з результатів розрахунку потужності міжканальної перехідної завади (МПЗ), що виникає через неідеальність АФЧХ каналу [23, 26].

Нижче наведено методику розрахунку потужності МПЗ, викладено методику визначення числа підканалів і інших параметрів системи OFDM , призначених для роботи за стандартними каналами ТС із різним числом пере приймань сигналу по низькій частоті (НЧ).

При розрахунках вважаються фіксованими;

– Δf - смуга пропуску каналу;

– V - швидкість передачі повідомлення;

– $K \geq V / \Delta f$ (К - ціле) – кратність модуляції.

АЧХ і ФЧХ каналу задаються нормованими шаблонами для кожного числа переприйомів.

Для кожного числа переприйомних ділянок установлені та визначені норми допустимої нерівномірності АЧХ. При розрахунку необхідно для різного числа переприйомних ділянок використовувати для даної кількості переприйомів. Зі збільшенням кількості переприйомів нерівномірність АЧХ відповідно збільшується. Для переходу до ФЧХ використовувалася наступна апроксимація для однієї переприйомної ділянки [26]:

$$\psi(\omega) = 1{,}57\left\{\sin[2\pi\frac{(\omega-\omega_н)}{(\omega_в-\omega_н)}]+\frac{3{,}8(\omega-1900\cdot 2\pi)}{(\omega_в-1900\cdot 2\pi)}\right\}. \qquad (2.1)$$

Для L переприйомних ділянок $\psi(\omega) = L\cdot\psi$, де L – кількість переприйомів (L=1,2.. 5…5):

ω - значення поточної частоти;

$\omega_в$ =3400Гц – значення ВЧ;

$\omega_н$ =300 Гц – значення НЧ.

У системі W – тривалість тактового інтервалу:

$$\tau = KW/V. \qquad (2.2)$$

Для зменшення міжканальних завад і міжсимвольних завад (МСЗ) перехідні процеси, що виникають на границях тактових інтервалів, частково вилучаються в демодуляторі введенням захисного інтервалу[26, 27]:

$$\Delta\tau_3 = \tau - T = \tau - 1/\Delta F; \qquad (2.3)$$

де ΔF - відстань між піднесучими групового сигналу системи OFDM , $T = 1/\Delta F$ - тривалість обробки сигналу в демодуляторі.

Припускаючи ефективне використання смуги частот

$$F_{еф} \approx (W+1)\cdot\Delta F \qquad (2.4)$$

і ввівши обмеження $F_{еф} \le \Delta\varphi$, приходимо до наступних нерівностей, що визначають області можливих значень параметрів системи OFDM [23, 27]:

$$0 \le \Delta\tau_3 \le \frac{k \cdot \Delta f - V}{\Delta f \cdot V} \cdot W - \frac{1}{\Delta f},$$

$$\frac{V}{k \cdot W} \le \Delta F \le \frac{\Delta f}{W+1}, \quad \frac{k \cdot W}{V} \ge T \ge \frac{W+1}{\Delta f},$$

$$\frac{k \cdot \Delta f - V}{k} \ge \Delta f_3 \ge 0, \qquad (2.5)$$

$$k \cdot W$$

де $\Delta f_3 = \Delta f - f_{еф}$ - “частотний” захисний інтервал.

З приведених нерівностей (2.5) видно, що за інших рівних умов збільшення W дозволяє одночасно збільшити захисні інтервали і за частотою $(\Delta\varphi_3)$ і за часом $(\Delta\tau_3)$.

При фіксованому W потужність МПЗ не буде монотонно зменшуватися з ростом $\Delta\tau_3$, тому що при цьому зростає $\Delta F_{еф}$ і наближає крайні піднесучі каналу, до границь лінії, тобто зменшує $\Delta\varphi_3$.Тому для будь-якого W існує оптимальна тривалість $\Delta\tau_3$ (чи T), при якій потужність МПЗ мінімальна.

На L -му тактовому інтервалі груповий сигнал на виході модулятора [8,23]:

$$S_l(t) = \sum_{n=1}^{N} S_{n,l}(t) = \sum_{n-1}^{N} a_{n,l} \cos\left[\left(n + \frac{n_0}{2}\right) 2\pi \cdot \Delta F t + \varphi_{n,l}\right],$$
$$l\tau - \frac{\tau}{2} \le t \le l\tau + \frac{\tau}{2}, \qquad (2.6)$$

де $a_{n,l}$, $\varphi_{n,l}$ - відповідно постійна амплітуда і початкова фаза,

n_0 - ціле – визначає положення піднесучих смуги пропускання каналу і вибирається таким, щоб виконувалися нерівності [8, 23]:

$$F_1 = (n_1 + \frac{n_0}{2})\Delta F > 300\,Гц,$$
$$F_w = (n_2 + \frac{n_0}{2})\Delta F > 3400\,Гц, \qquad (2.7)$$

де $n_1 = 1, n_w = W$

Багаточастотність системи OFDM і використання шаблонів АЧХ і ГЧЗ приводять до спектрального методу розрахунку потужності МПЗ, а орієнтування на ЕОМ – до необхідності подання групового сигналу як періодичного – з періодом більшим ніж тривалість перехідних процесів. Розрахунки МПЗ проводилися для послідовності одиночних прямокутних імпульсів групового сигналу з періодом $T_n >> \tau_{nn}$, τ- тривалість тактового інтервалу. При цьому для спрощення запису можна вважати *l=0* і виключити індекс *l* з формул.

Користуючись розкладом в ряд Фур'є послідовності прямокутних відео-імпульсів тривалістю τ і періодом $T_n = \frac{2\pi}{\Omega}$:

$$f(t) = \frac{\Omega\tau}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin K\Omega\tau/2}{k}\cos K\Omega t, \qquad (2.8)$$

було знайдено розклад в ряд Фур'є сигналів $S_n(t) = f(t)\cos(\omega_n t + \varphi_n)$ і $F_{n,s} = \varphi(t)\sin\omega_n t$. Для забезпечення періодичності цих сигналів з тим же періодом T_n виконано умову $\Delta\, Ft = 2p$ (p – ціле).

Розклад сигналу $S_n(t) = f(t)\cos(\omega_n t + \varphi_n)$ є лінійна комбінація $F_n, \xi(t)$ і $F_{n,c}(t)$ [12,23]:

$$S_n(t) = \cos\varphi_n F_{n,c}(t) - \sin\varphi_n F_{n,s}(t), \qquad (2.9)$$

що можна привести до виду:

$$S_n(t) = \frac{\sin(\Omega\tau n/2)}{\pi n}\cos\varphi_{\tilde{n}} + \sum_{k=1}^{\infty} a_{n,k}\cos[k\Omega t + \varphi_{n,k}].$$

Для розподілу підканалів у багатоканальних демодуляторах застосовується кореляційна обробка, при якій для кожного $1 \le m \le N$ обчислюється [8, 23, 27]:

$$Z_m = \int_{t_0}^{t_0+T} S(t) e^{-j\omega m t} dt = Z_{c,m} + jZ_{s,m} \qquad (2.10)$$

де t_0 - початок обробки l-го тактового інтервалу (задається пристроєм тактової синхронізації системи), $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ - відповідно відліки на косинусному і синусному виходах корелятора, взяті після закінчення інтегрування. $S(t) = \sum_{n=N_1}^{N_2} S_n(t)$ - груповий сигнал на виході каналу зв'язку.

При подачі на вхід корелятора з опорною частотою $m\Omega$ (де $m = p(2m + m_0)$) однієї з спектральних складових $S_n(t)$, наприклад [26, 28]:

$$S_{n,k} = a_{n,k} \cdot k(k\Omega)\cos\left[k\Omega t + \varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)\right], \qquad (2.11)$$

на виході корелятора сигнал можна представити як:

$$Z_{c,m}(n,k) = a_{n,k} \cdot k(k\Omega)\{[U_{d,m}(k)C_{d,m}(k) + U_{s,m}(k)C_{s,m}(k)] \cdot \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - \\ -[U_{d,m}(k)S_{d,m}(k) + U_{s,m}(k)S_{s,m}(k)] \cdot \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)\}, \qquad (2.12)$$

$$Z_{s,m}(n,k) = a_{n,k} \cdot k(k\Omega)\{[U_{s,m}(k)S_{s,m}(k) - U_{d,m}(k)S_{d,m}(k)] \cdot \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - \\ -[U_{d,m}(k)C_{d,m}(k) - U_{s,m}(k)C_{s,m}(k)] \cdot \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)\}, \qquad (2.13)$$

де,

$$U_{d,m}(k) = \frac{\sin[(k-m)\Omega T/2]}{(k-m)\Omega}$$

$k \neq m$, $U_{d,m}(k) = T/2,\ k = m$.

$$U_{s,m}(k) = \frac{\sin[(k+m)\Omega T/2}{(k+m)\Omega}, \qquad (2.14)$$

$$S_{d,m}(k) = \sin[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)],$$
$$S_{s,m}(k) = \sin[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)],$$
$$C_{d,m}(k) = \cos[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)],$$
$$C_{s,m}(k) = \cos[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)].$$

В окремих випадках вирази для $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ можуть бути спрощені, наприклад, при $t_0 = -T/2$ або при виборі використанні на вході демодулятора перетворення частоти вверх, при якому $k + m >> k - m$, що дозволяє знехтувати доданками, що містять у чисельнику сумарні частоти.

Компоненти міжканальної завади, що наводиться сигналом $s_n(t)$ у m-ий частотний підканал обчислювалися додаванням:

$$Z_{c,m}(n) = \sum_{k=1}^{\infty} Z_{c,m}(n,k);$$
$$Z_{s,m}(n) = \sum_{k=1}^{\infty} Z_{s,m}(n,k). \qquad (2.15)$$

Для кількісної оцінки впливу МПЗ розраховується величина [26,28]:

$$\xi_m = \frac{1}{Z_0}\sqrt{\sum_{n=1}^{N}{}_0 \left(Z_{s,m}^2(n) + Z_{c,m}^2(n)\right)}, \qquad (2.16)$$

де: $n = \overline{1,N}$, а 0 біля знаку $\sum_0$ означає виключення доданка з $n = m$.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c,m}^2(m) + Z_{s,m}^2(m)}. \qquad (2.17)$$

Значення ξ_m як функції $\Delta\tau_3$ обчислені на ЕОМ для різних N і різного числа переприйомних ділянок.

Розрахунки проводилися при наступних додаткових умовах [26,29]:

1) V =9600 біт/с, Δf =3100 Гц, К = 4;

2) $t_0 = -T/2$, що відповідає симетричному розташуванню інтервалу обробки сигналу в демодуляторі відносно початку і кінця імпульсу на вході каналу:

3) початкові фази в (2.5) $\varphi_{l,n}$ покладалися рівними нулю.

Застосована в розрахунках енергетична оцінка МПЗ повинна бути інваріантна до вибору початкових піднесучих фаз $S(t)$.

Як і слід було очікувати, найбільш чутливими є канали, розташовані поблизу границь смуги пропускання тракту [26,29].

Це пояснюється властивостями характеристики частотних спотворень, внесених трактом: а саме, на границях смуги пропускання тракту нелінійність фазо–частотної і амплітудно–частотної характеристики різко зростає.

Якщо тривалість перехідних процесів перевищує величину захисного інтервалу і встановлення сигналу відбувається під час його обробки демодулятором, то розфільтровка групового сигналу супроводжується перехідною завадою, що виникає через порушення ортогональності канальних сигналів [94].

На рис.2.1-2.5 для числа переприйомів 1-5 представлені залежності $\xi_m(\Delta\tau_3)$ при W=24, 48, 60, 96 і 192 [26,29].

Криві на рис.2.1-2.5 підтверджують відзначене вище твердження, про можливість при фіксованому W мінімізувати МПЗ вибором $\Delta\tau_3$ чи величини (T), а також про зменшення впливу частотних спотворень каналу при збільшенні W.

На рис.2.6 приведені залежності мінімально досяжних величин ξ_m від кількості підканалів у системі OFDM для різного числа пере прийомів [26, 29].

При виборі параметрів системи OFDM , зокрема величини *W*, необхідно забезпечити, щоб міжсимвольна завада (МСЗ) на фоні інших завад не впливала помітно на завадостійкість.

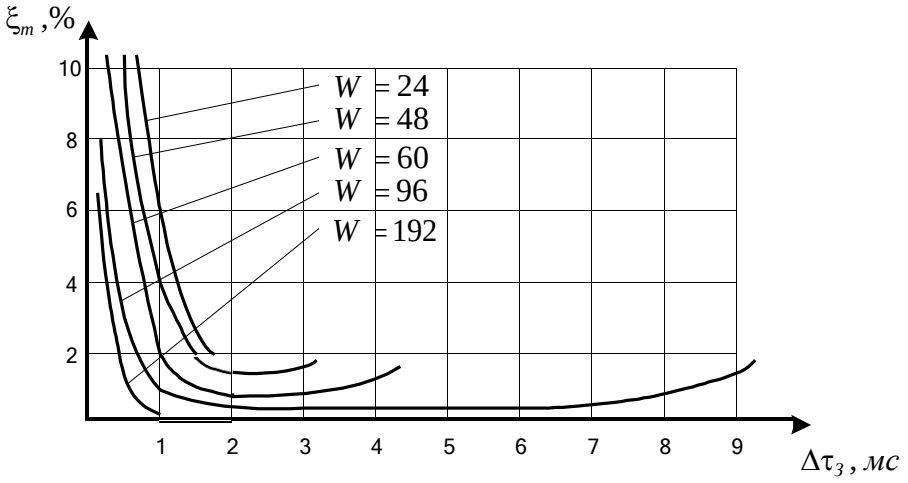


Рис.2.1. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для одного переприймань при різних W

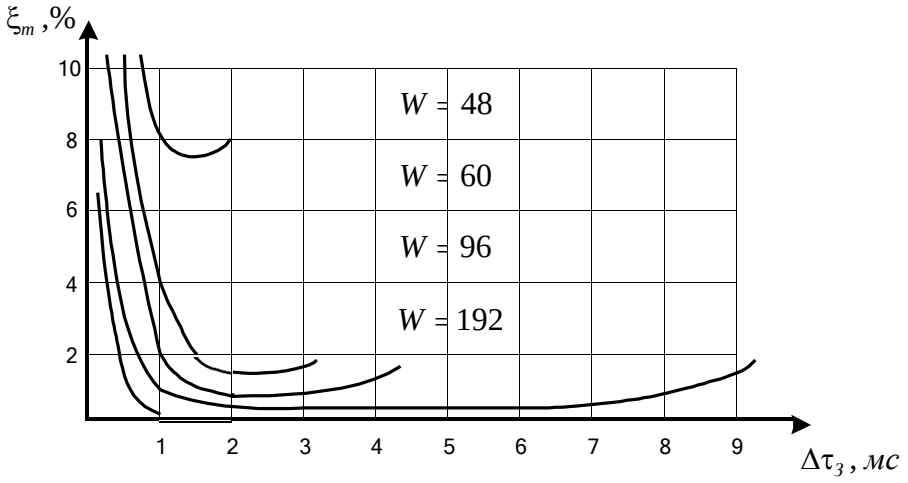


Рис.2.2. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для двох переприймань при різних W

Як відомо, рівень групового сигналу на виході ТЧ каналу ≈ *-10дБ.* Допустимий рівень шуму ≈ *40дБ.* При $\xi_m \approx 1\%$ МПЗ практично непомітна на фоні шуму каналу, тому МПЗ дорівнює ≈ *3дБ.* Для чотириразової амплитудно-фазорізницевої модуляції (АФРМ) величина h^2, при якій $P_к \leq 10^{-6}$**,** складає ≈ *25дБ.*

Наприклад, якщо вважати допустимою $\xi_m = 3\%$, то як випливає з розрахунків при W=24 прийнятний рівень МПЗ без коректування АФЧХ може забезпечуватися при наявності в каналі не більше 1 переприйому.

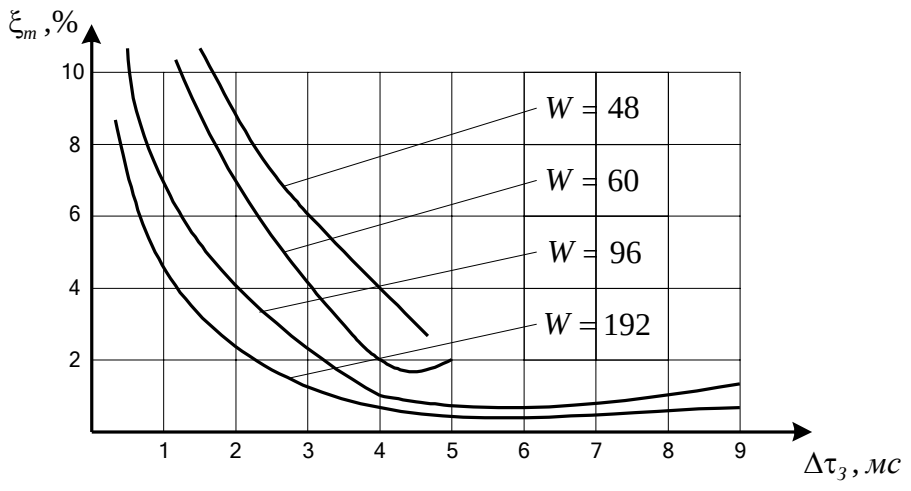


Рис.2.3. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для трьох переприймань при різних W

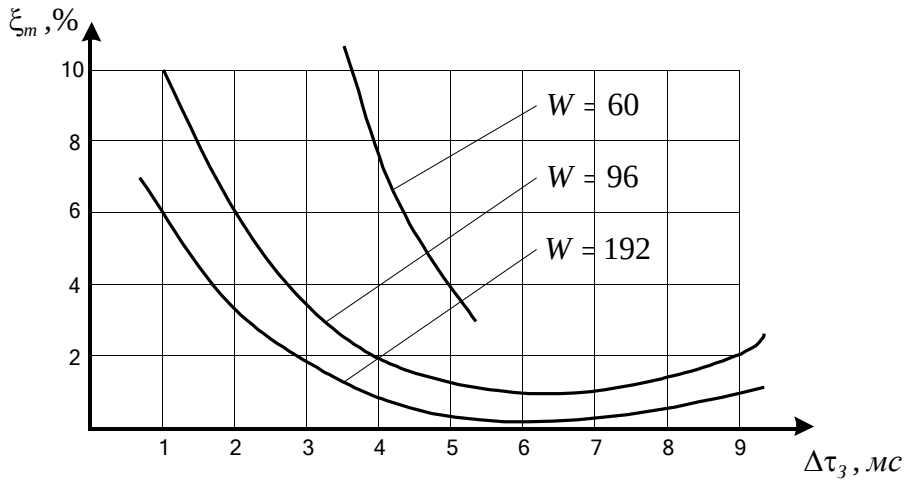


Рис.2.4. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для чотирьох переприймань при різних W

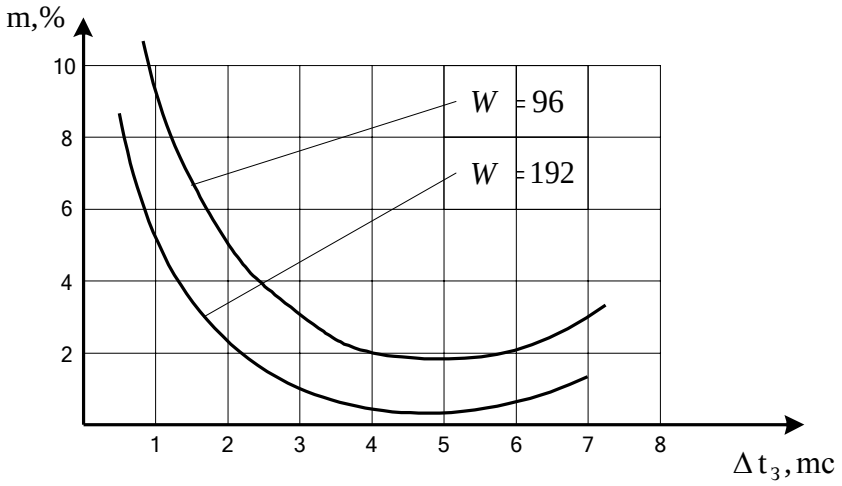


Рис.2.5. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для п’яти переприймань при різних W

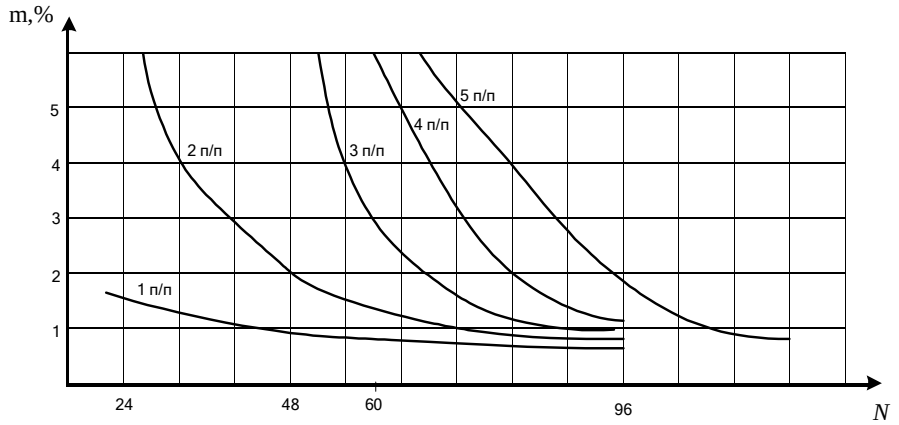


Рис.2.6. Залежність мінімально досяжних величин ξ_m для різної кількості переприймань за НЧ

Якщо W=96, то така ж властивість системи OFDM забезпечується при наявності в каналі до 5 переприйомів.

Використання постійного фазового коректора дозволяє зменшити кількість підканалів у системі OFDM . Так, наприклад, якщо коректор забезпечує залишкові нерівномірності АЧХ і характеристики групового часу запізнення (ГЧЗ) не гірші, ніж у каналі з двома змінами, то як випливає з рис.2.7, норма на величину ξ_m забезпечується при виборі $W \geq 48$.

2.1.2. Моделювання потужності міжканальних завад сигналів OFDM в часовій сфері

На підставі представлених раніше розрахунків і рекомендацій з вибору параметрів системи OFDM можна запропонувати набір параметрів для системи OFDM для швидкості 9600 біт/с і чотириразової АФРМ.

Розглянемо можливість передачі інформації зі швидкістю 12 кбіт/с з чотириразовою амплитудно-фазорівневою модуляцією в стандартному телефонному каналі.

За вищеописаною методикою для швидкості 12 кбіт/с і кратності модуляції 4 розрахована потужність МПЗ (ξ_m,%) у крайніх по спектру,

найбільш уражених каналах. З графіків рис.2.8 видно, що для однієї переприйомної ділянки по НЧ для 192 каналів - ξ_m ≤3% [26, 30].

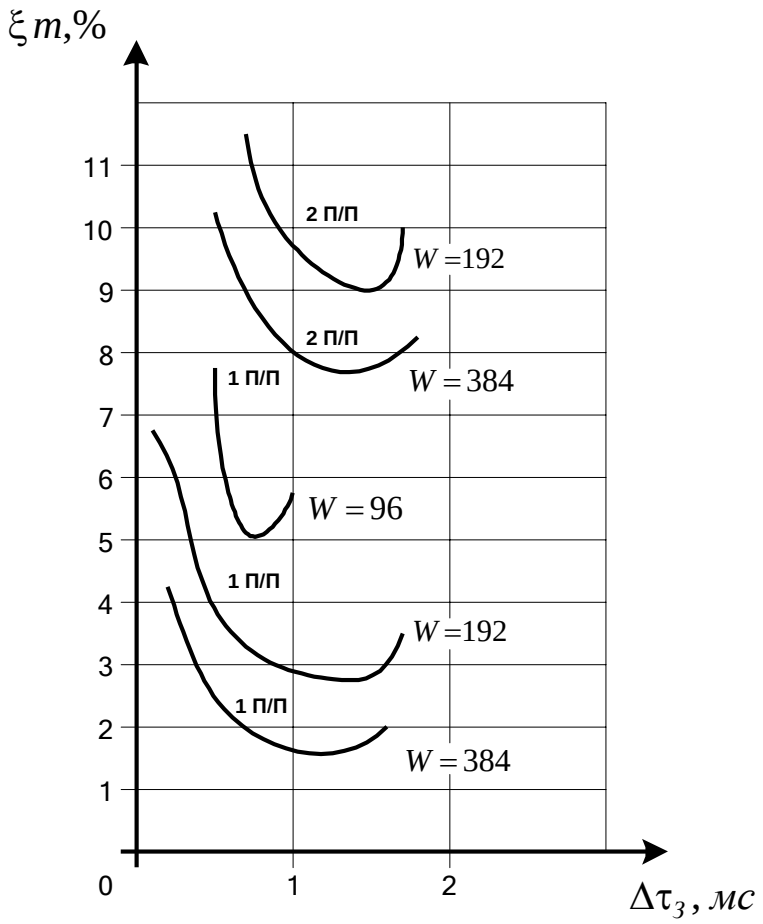


Рис.2.7. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для швидкості передавання 12 кбіт/с чотирикратної АФМ

Таким чином, вибір W=192 принципово вирішує розглянуту задачу і дозволяє при АФЧХ, характерної для однієї переприйомної ділянки по НЧ, передавати інформацію зі швидкістю 12 кбіт/с при h^2=22 дБ із $P_{пом}=10^{-5}$. При роботі в каналі ТЧ із двома і більш переприйомними ділянками необхідно використовувати постійний фазовий коректор, що коректує АФЧХ до однієї переприйомної ділянки по НЧ [26, 30].

На рис.2.7 і рис.2.8 представлені залежності $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для передачі 14,4 Кбіт/с і пятикратної АФМ [26, 30, 31].

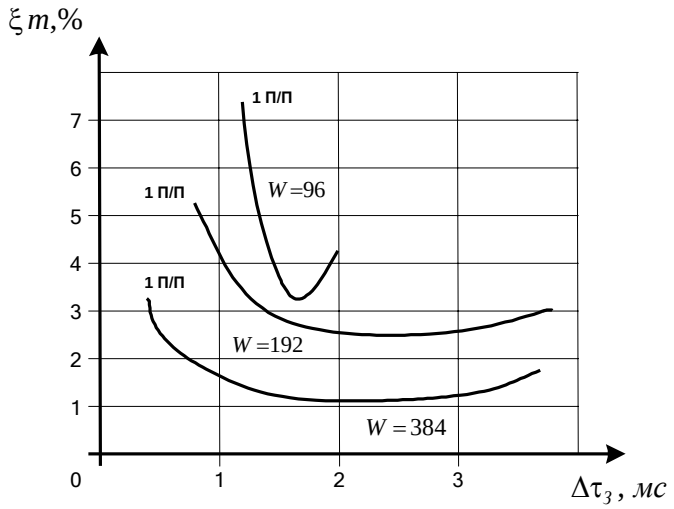


Рис.2.8. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для швидкості передачі 14,4 Кбіт/с п'ятикратної АФМ

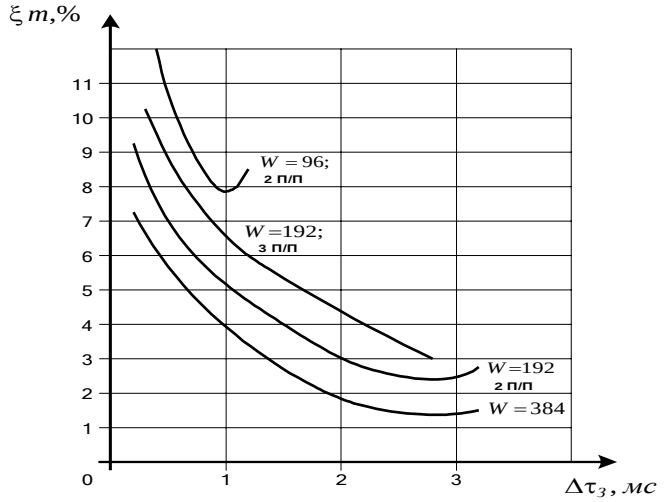


Рис.2.9. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для швидкості передачі 14,4 Кбіт/с різного числа переприймань

Параметри сигналу для системи OFDM , що працює в проводовому каналі ТЧ зі швидкістю 12 кбіт/с і 14,4 кбіт/с зведені в табл. 2.1 і 2.2.

У проведених вище розрахунках МПЗ покладалося t_0=-T/2, але границі посилок невідомі на прийомі і визначаються пристроєм тактової синхронізації (ПТС), природно, з похибкою.

Через нерівномірність ГЧЗ границі посилок розрізняються для різних підканалів. Отже, необхідно досліджувати, як вибір t_0 впливає на МПЗ, тобто наскільки реально досяжні розраховані раніше результати.

Таблиця 2.1

Параметри системи OFDM для швидкості 12 кбіт/с
і чотириразової АФРМ.

Параметри системи OFDM	Величина параметру при одному перерий омі		
	$\xi_m \leq 5\%$	$\xi_m \leq 3\%$	$\leq 2\%$
Число каналів	96	192	384
Швидкість маніпуляції, Бод	31,25	15,62	7,5
Захисний інтервал, мс	7,6	14,4	27,3
Різниця частот останнього і першого підканалу, Гц	3040	3056	2872,5
- частота першого підканалу, Гц	320	320	330
- частота останнього підканалу, Гц	3360	3376	3202,5

У таблиці 2.2 представлені параметри системи OFDM для роботи з ТЧ каналу зі швидкістю 14,4 кбіт/с при кратній модуляції – п’ять одиниць.

Таблиця 2.2.

Параметри системи OFDM для швидкості 14,4 кбіт/с
і п'ятикратної АФРМ.

Параметри системи OFDM	Величина параметра при $\xi_m \leq 3\%$ і числі перерийомів		
	1	2	3
Число каналів	96	192	384
Швидкість маніпуляції, Бод	30,03	15,15	7,5
Захисний інтервал, мс	7,5	14,4	27,3
Різниця частот останнього і першого підканалу, Гц	3040	3056	2872,5
- частота першого підканалу, Гц	320	320	330
- частота останнього підканалу, Гц	3360	3376	3202,5

При описаних вище умовах були проведені розрахунки величини ξ_m як функції t_0/τ. Результати розрахунків для різного числа переприйомів по НЧ представлені на рис.2.10-2.14.

З приведених кривих видно, що збільшення числа підканалів у системі не тільки знижує величину ξ_m, але і помітно розширює $\Delta t_{доп}$ - діапазон t_0, всередині якого величина ξ, m не перевищує обране припустиме значення.

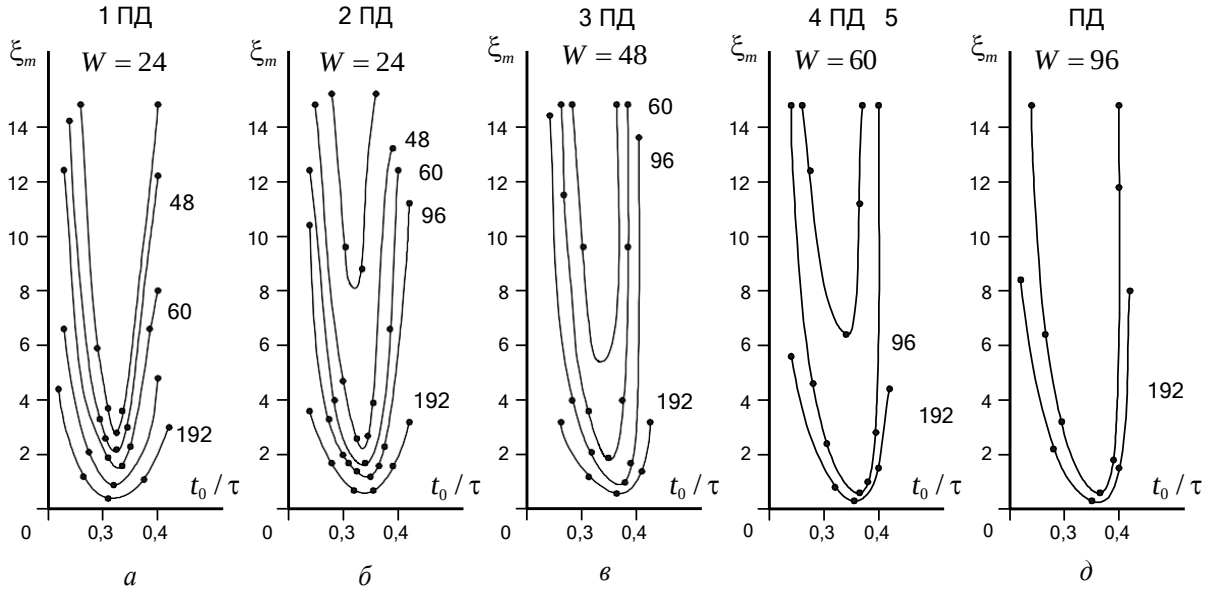


Рис.2.10-2.14. Результати розрахунків
для різного числа підканалів

Очевидно, що $\Delta t_{доп}$ визначає допустиму похибку ПТС.

Щоб на фоні інших завад, властивих ТЧ каналу, вплив МПЗ можна було не враховувати, необхідно (як вказувалося вище) забезпечувати перевищення сигналу над завадою, не менш 30 дБ, тобто $\xi_m \leq 3\%$ [26, 30, 31]. При цьому, як випливає з Рис. 2.10–2.14 у системі OFDM при використання 4-х кратної АФРМ із W=96 при корекції АФЧХ каналу з точністю до 5 переприймань по НЧ припустима похибка ПТС $\sigma = \frac{\Delta t_{доп}}{\tau} = 5\%$. При 48≤W≤60 та ж похибка ПТС припустима при корекції до двох переприйомів, а при W=24 необхідна корекція з точністю до одного переприйому [26, 31].

Жорсткість вимог на величину МПЗ ускладнює реалізацію ПТС і системі в цілому. Наприклад, при $\xi_m \leq 1\%$ системі OFDM з W=96 роботоздатний при числі переприйомів $\xi_m \leq 5$ і $\sigma \leq 1{,}5\,\%$, а при N=60 повинна забезпечувати корекцію АФЧХ до одного переприйому їх $\sigma \leq 0{,}5\,\%$.

Потрібно чітко визначити й описати 1,5%, а при W=60 повинні забезпечувати корекцію АФЧХ до одного переприйому 0,5.

Результати розрахунку можна проілюструвати наступною таблицею 2.5.

Таблиця 2.5

Припустима похибка ПТС для різного числа каналів
і різного числа переприймальних ділянок по НЧ.

Число каналів	Припустима корекція σ при $\xi_m \leq 3\%$ і числа переприймань				
	1	2	3	4	5
24	5	-	-	-	-
48	9	5	-	-	-
60	11	8	4	-	-
96	19	13	11	8	5

2.2 Розробка алгоритму методики вибору параметрів системи OFDM

Таким чином, на підставі отриманих результатів, можна запропонувати наступну методику вибору параметрів системи OFDM [3, 4]:

1. Вибирається припустима величина $1/\xi_m$ - відношення сигнал/шум і граничні нерівномірності АЧХ і характеристики ГЧЗ, обчислювальні кількістю залишкових переприймань.

2. За графіками Рис.2.7 визначається мінімальна величина W.

3. За графіками Рис. 2.2–2.6 знаходиться величина тимчасового захисного інтервалу $\Delta\tau_3$, що забезпечує необхідну ξ_m.

4. Розраховуються величини $\tau, T, \Delta F, \{\varphi_i\}$, при i=1, 2, …, *W*.

2.3. Визначення оптимального захисного інтервалу по часу та частоті при швидкості передавання інформації близької до пропускної здатності каналу зв’язку

Як відомо, у системах OFDM через довгі посилки (порядку 10-40 мс), а, отже, і досить великих захисних інтервалів за часом (порядку 1,5-8 мс) міжсимвольні спотворення (МСС) мізерно малі (14,15). Звичайно цим видом завад у БМ зневажають (8,9,10). Однак, якщо мова йде про розробку БМ,

який повинні забезпечити швидкість передачі в каналі ТЧ вище 10 кбіт/с, наприклад, 12 кбіт/с і 14,4 кбіт/с, необхідно оцінити і вплив МСІ [26, 31].

Приведена методика розрахунку міжканальних завад дозволяє розрахувати і міжсимвольні спотворення (МСС) на виході корелятора від попереднього імпульсу [3, 4, 32].

Відзначимо, що оцінку МСС будемо робити в крайніх по спектру, найбільш перекрученого каналу. Оцінка МСС проводиться в такий спосіб.

Розраховуються синфазна і квадратурна складові сигналу на виході корелятора x_u, y_u. Потім розраховуються компоненти завади x'_u, y'_u на сусідній посилці. Знаходиться новий вектор сигналу, змінений завадою [26, 32]:

$$\tilde{x} = x_u + x'_{u-1}; \tilde{y} = y_u + y'_{u-1} \qquad (2.18)$$

Обчислюються відхилення амплітуди і фази вектора сигналу, внаслідок МСС.

$$A_n = \sqrt{x_u^2 + y_u^2}\ ;\ \tilde{A}_n = \sqrt{\tilde{x}_u^2 + \tilde{y}_u^2}$$

$$\Delta A = \frac{\tilde{A} - A_u}{\tilde{A}} \qquad (2.19)$$

$$\Delta\varphi = \arcsin \frac{x_u \tilde{y} - y_u \tilde{x}}{\sqrt{x_u^2 + y_u^2} \cdot \sqrt{\tilde{x}_u^2 + \tilde{y}_u^2}} \qquad (2.20)$$

Результати розрахунку приведені на графіках рис.2.15 і 2.16.

На графіку рис.2.15 представлена залежність флуктуації фази вектора сигналу від швидкості передачі інформації для одного і двох переприйомів по низькій частоті.

На графіку рис.2.16 представлена залежність амплітуди вектора сигналу від швидкості передачі інформації для одного і двох переприйомів по НЧ.

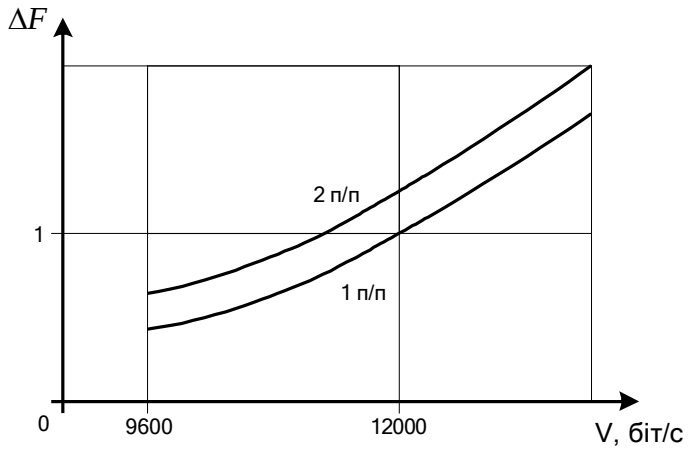


Рис.2.15. Залежність $\Delta\varphi(\upsilon)$ для різної кількості пере прийомів за НЧ

Криві на рис.2.15, 2.16 підтверджують визначені вище твердження, про те, що для використання системи OFDM зі швидкостями 9600 біт/с таким видом завад як МСС можна взагалі зневажити. У крайніх по спектру найбільш уражених каналах флуктуація фази складе не більш 0,5-1^0, а флуктуація амплітуди не більш 2%. При використання системи OFDM на швидкостях 12000 біт/с і 14400 біт/с флуктуація фази вектора сигналу складе 1,5-2^0, а флуктуація амплітуди до 10% [26, 32].

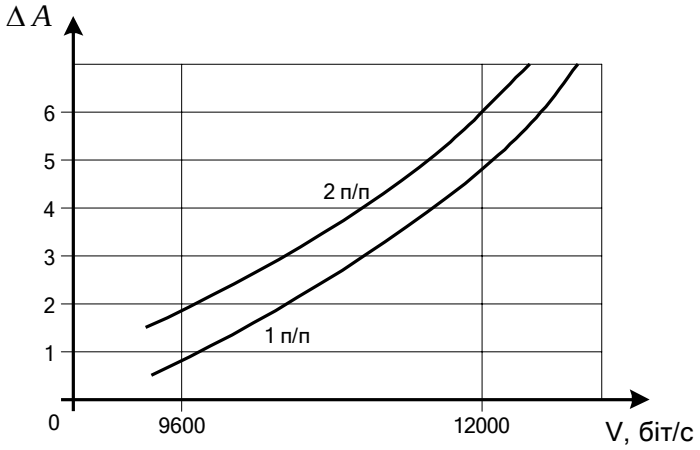


Рис.2.16. Залежність $\Delta A(\upsilon)$ для різної кількості пере прийомів за НЧ

Таким чином, якщо мова йде про телекомунікаційної системи, що працює на швидкостях вище 10 кбіт/с, необхідно врахувати і вплив МСІ.

Розрахунки МПЗ і МСС проводилися за допомогою ЕОМ.

Моделююча програма має обсяг програми-100 операторів; необхідна пам'ять ОЗП – 120 Кбайт [26, 31, 33].

Необхідно відзначити, що програма для розрахунку потужності МПЗ написана таким чином, що якщо змінити значення усіх вхідних даних (V, K, W і ін.) можна розрахувати потужність МПЗ, що наводиться в будь-який підканал системи OFDM іншими підканалами, при будь-яких вхідних умовах [26,31,32].

Таким чином, розроблена методика і програма чисельного розрахунку є досить універсальними і можуть бути використані при розробці різних систем.

Висновки до розділу 2

В розділі представлено модель розрахунку потужності міжканальних завад та, на її основі методика вибору параметрів системи сигналу OFDM в умовах впливу міжканальних завад.

1. Удосконалено моделі розрахунку потужності міжканальних перехідних завад та міжсимвольних спотворень на виході корелятора системи OFDM, які дозволили провести розрахунки потужності міжканальних завад і міжсимвольних спотворень на виході корелятора для різних параметрів системи і каналу зв’язку.

2. Обґрунтовано параметри сигналів системи OFDM, що забезпечують відносну інваріантність до АФЧХ каналу зв’язку з різними параметрами при швидкостях, близьких до пропускної здатності каналу.

3. Подано залежність потужності міжканальних завад як від величини захищеного інтервалу за часом, так і від початку інтервалу інтегрування.

4. Показано, що на величину потужності міжканальних завад впливає кількість каналів системи OFDM та величини захищеного інтервалу за часом та за частотою.

РОЗДІЛ 3
МЕТОДИКА ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ БАГАТОВИМІРНИХ СИГНАЛІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІЙ СИСТЕМІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА БАЗІ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM

3.1. Оптимальний когерентний прийом з синхронізацією по робочому сигналу

Сучасні системи зв'язку, які використовуються в різнорідних телекомунікаційних мережах за своїми функціями і структурою відносяться до класу великих систем, потребують швидкої цифровизації. Такі системи, мають свої особливості [7, 8, 33, 35]:

– кожна є упорядкованою певним чином множина взаємозалежних між собою елементів, що становлять єдине ціле, причому внаслідок об’єднання її складових (елементів) або розчленування на групи та підсистеми утворюються сукупності, котрі у процессі функціонування телекомунікаційнит систем (ТС) мають власне цільове завдання;

– єдність мети функціонування для всієї системи;

– ієрархічну структуру зв’язків підсистем;

– складність поведінки системи, зумовлену характером випадкових зовнішніх впливів;

– стійкість щодо зовнішніх завад.

Якщо перші три особливості є спільними для всіх типів систем, то дві останні (випадковий характер зовнішніх впливів і стійкість щодо них) характеризують широкий клас систем проблемно-орієнтованого типу, використовуваних для обробки сигналів управління. Тому на практиці традиційні методи оптимального прийому для ТС неприйнятні [33, 35].

Щоб ефективно застосувати критерій В.А.Котельникова, необхідно мати інформацію про апріорний розподіл імовірностей. Коли такий розподіл невідомий - доцільно використовувати непараметричні методи.

Якщо зміни умов функціонування достатньо плинні і прогнозовані, то вдаються до адаптивних методів в умовах непередбачених ситуацій – методи обробки сигналу мають бути бути інваріантними [33, 36].

Адаптивні методи застосовується тоді, коли невідома невелика кількість параметрів сигналів і завад, у разі ж великої кількості – адаптація неефективна. Надання інваріантних властивостей непараметричним процедурам досягається загальним технічним прийомом: на початковому етапі обробки надмірність вхідної інформації скорочується редукцією спостережування вибіркових даних, які чутливі до величин, розподіл яких є інваріантним щодо розподілу вхідних даних [33, 35].

Найбільш широким спектром інваріантних властивостей володіє процедура ранжирування вхідних відліків, яка перетворює їх на послідовність цілих чисел - рангів, залежних від відносного рівня даного відліку серед спостережуваної множини. Ранги володіють багатьма властивостями, а теорія рангових процедур значно ефективніша ніж непараметричні методи для практичного застосування [35, 36].

Тому дослідження прикладних аспектів рангової обробки інформації на вхідних каналах телекомунікаційних систем є одною з найактуальніших задач.

В розділі досліджуються проблеми на різних етапах оброки виявлення сигналу на фоні завад, проведено аналіз методів статистичної обробки та представлено рішення задач виявлення сигналів в умовах апріорної невизначенності, розроблено алгоритм виявлення сигналів на фоні завад.

3.1.1. Когерентний прийом сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією

Сигнали з АФМ і АФРМ звичайно застосовуються для досягнення високих питомих швидкостей цифрової передачі (3 біт/с Гц і більше) у

каналах із жорстким обмеженням смуги частот. Найбільш часто використовуються 16-, 32-, і 64- позиційні системи, що відповідають чотири-, п’яти і шестикратній маніпуляції. Практичне використання одержали сигналив і більш високої кратності [34, 38].

Розглянемо загальний випадок цифрової передачі за допомогою *m*-позиційною сигналу з довільними амплітудами $\alpha_1, \alpha_2,.., \alpha_m$ і початковими фазами $\varphi_1, \varphi_2,.., \varphi_m$ (не робимо поки різниці між АФМ і АФРМ). При такій задачі *i-й* варіант переданого сигналу можна представити у вигляді [34, 38,39]:

$$S_i(t) = \alpha_i \sin(\omega t + \varphi_i), \; i = 1,2,...,m. \qquad (3.11)$$

У каналі з гауссовським некореляційним шумом оптимальний алгоритм прийому сигналів (3.1) може бути сформульований у такий спосіб: фіксується переданий *i-й* варіант сигналу, якщо при всіх $j \neq i$ справедлива нерівність:

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt,$$

або

$$i = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt; \; j = 1, 2,..,m. \qquad (3.2)$$

При цифровій обробці зручно переходити від високочастотного сигналу (3.1) до його відображення через координати в двовимірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям переносу спектра або розподілу ортогональних канальних сигналів у багатоканальної системі [7,34, 38].

Нехай відомі обчислені на інтервалі однієї посилки проекції прийнятого сигналу $x(t)$ і сигналів (3.1) на опорне коливання з довільними амплітудою α_0 і фазою φ_0 [38, 40]:

$$\left.\begin{aligned} X_0 &= \int_0^T x(t)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt; \\ Y_0 &= \int_0^T x(t)\alpha_0 \cos(\omega t + \varphi_0)dt; \end{aligned}\right\} \tag{3.3}$$

$$\left.\begin{aligned} X_j &= \int_0^T S_j(t)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt; \\ Y_0 &= \int_0^T S_j(t)\alpha_0 \cos(\omega t + \varphi_0)dt; \quad j = 1, 2, .., m \end{aligned}\right\} \tag{3.4}$$

Тоді оптимальний алгоритм (3.2) можна представити:

$$i = \arg\min_j [(X_0 - X_j)^2 + (Y_0 - Y_j)^2]; \quad j = 1, \ 2, .., m. \tag{3.5}$$

X_0 і Y_0, що входять в (3.5) визначаються з (3.2) в результаті обробки поточної прийнятої посилки сигналу, а X_j і Y_j число яких дорівнює *3m*, повинні бути відомі апріорно чи обчислені (оцінені) у процесі прийому попередніх посилок сигналу. Проекції X_0 й Y_0 обчислені конкретно на *n-й* посилці сигналу, до їх індексів будемо додавати символ *n*: X_{0n} і Y_{0n}. Для обчислення оцінок проекцій X_j і Y_j скористаємося методом приведення й усереднення проекцій прийнятого сигналу. Для усереднених величин виберемо для визначеності проекції першого варіанта сигналу (3.1), до них же будемо приводити інші варіанти прийнятого сигналу в процесі підстроювання

за інформаційним сигналом. Якщо прийнятий сигнал містить на інтервалі N посилок сигнал $S_1(t)$ у суміші з гауссовським шумом, то максимально правдоподібні оцінки X_1 і Y_1 [39,40]:

$$\tilde{X}_1 = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} X_{0n}; \quad \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} Y_{0n}, \tag{3.6}$$

де X_{0n} і Y_{0n}.) — проекції (3.13) на інтервалі *n-й* посилки. Оцінки (3.6) є незміщеними та ефективними. З них можна сформувати незміщені й ефективні оцінки проекцій всіх інших варіантів сигналу, що входять в оптимальний алгоритм (3.5). Для цього, введемо позначення $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$ і перетворимо проекцію X_j в такий спосіб [39, 40]:

$$\begin{aligned}
X_j &= \int_0^T \alpha_j \sin(\omega t + \varphi_0)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt = \\
&= (\alpha_j/\alpha_1)\int_0^T \alpha_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi_j)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt = \\
&= (\alpha_j/\alpha_1)\left[\cos\Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_1 \sin(\omega t + \varphi_1)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt\right. \\
&\left. + \sin\Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_1 \cos(\omega t + \varphi_1)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt\right] = \\
&= (\alpha_j/\alpha_1)\left[\cos\Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_1 \sin(\omega t + \varphi_1)\alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0)dt -\right. \\
&\left. - \sin\Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_1 \sin(\omega t + \varphi_1)\alpha_0 \cos(\omega t + \varphi_0)dt\right] = \\
&= (\alpha_j/\alpha_1)(X_1 \cos\Delta\varphi_j - Y_1 \sin\Delta\varphi_j).
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Аналогічним чином одержимо проекцію Y_j. Замінивши X_1 і Y_1 їхніми оцінками, одержимо:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{X}_j &= (\alpha_j/\alpha_1)(\tilde{X}_1\cos\Delta\varphi_j - \tilde{Y}_j\sin\Delta\varphi_j);\\ \tilde{Y}_j &= (\alpha_j/\alpha_1)(\tilde{X}_1\sin\Delta\varphi_j + \tilde{Y}_j\cos\Delta\varphi_j),\end{aligned}\right\} \qquad (3.8)$$

де $\Delta\varphi_j$ — відома різниця фаз між сигналами $S_j(t)$ і $S_1(t)$. При обчисленні оцінок по (3.8) немає необхідності мати інформацію про амплітуди варіантів сигналу α_j і α_1, а досить знати відношення цих амплітуд α_j/α_1.

Алгоритми вирішують задачу когерентного прийому багатопозиційного АФМ сигналу при наявності спеціального синхросигналу, котрий, наприклад, передує передачі інформаційних посилок: по (3.3) обчислюються проекції синхросигналу на опорні коливання з довільною початковою фазою, потім за (3.5) визначаються оцінки проекцій першого варіанту сигналу $\tilde{X}_1$ і $\tilde{Y}_1$ — (3.8) обчислюються оцінки проекцій усіх m варіантів сигналу, і, нарешті, отримані оцінки $\tilde{X}_1$ і $\tilde{Y}_1$ усі варіанти сигналу підставляємо замість $\tilde{X}_1$ і $\tilde{Y}_1$ в алгоритм (3.18) по якому проводиться демодуляція інформаційних посилок [41,42].

Відповідна структурна схема демодулятора представлена на рис. 3.1.

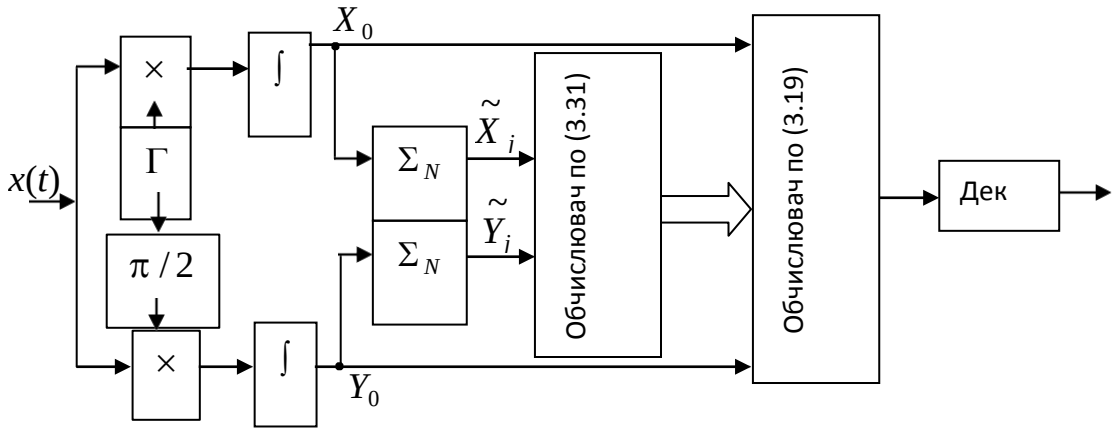


Рис. 3.1. Когерентний демодулятор багатопозиційних сигналів з АФМ

Знаком $\sum_N$ позначені суматори-накопичувачі, котрі виконують операцію усереднення згідно (3.6). Ці пристрої, а також обчислювач оцінок проекцій варіантів сигналу за (3.8) працюють тільки під час передачі синхросигналу. Сформовані ними оцінки надходять в обчислювач відстані між прийнятим сигналом і всіма *m* зразками, котрий і приймає рішення про номер переданого варіанта відповідно до (3.5) [41, 42].

У задачу декодера (Дек) входить перетворення цього рішення в двійкову кодову комбінацію відповідно з використовуваним маніпуляційним кодом. Розглянуті алгоритм і схема орієнтовані на прийом сигналу з абсолютною АФМ, тому що наявність синхросигналу виключає невизначеність початкової фази, котра перешкоджає застосуванню абсолютної фазової модуляції.

Пристосуємо цей алгоритм до найбільш важливого випадку, коли синхросигнал відсутній і «підстроювання» проекцій зразків сигналу приходиться вести безпосередньо за інформаційними посилками. Тут необхідно усереднювати не проекції прийнятого сигналу, а приведені проекції. При цьому операція приведення полягає в перетворенні прийнятих проекцій до проекцій, наприклад, першого варіанта сигналу з використанням прийнятого рішення про переданий зразок сигналу.
Нехай $\Delta\tilde{\varphi}_n$ — різниця фаз між варіантом сигналу, на користь якого в демодуляторі прийняте рішення на *n-й* посилці, і першим варіантом сигналу; $\tilde{\alpha}_n$ — амплітуда сигналу, на користь якої прийняте рішення на *n-й* посилці. Тоді $\Delta\tilde{\varphi}_n$ приймає значення із дискретної множини дозволених фаз, що визначаються (3.1); $\tilde{\alpha}_n$ - величина дорівнює фактичній амплітуді прийнятої на *n-й* посилці суміші сигналу із шумом (надалі вона ототожнюється з амплітудою того варіанта сигналу, на користь якого винесене рішення на *n-й* посилці).

Тоді приведені проекції X_{1n} і Y_{1n} прийнятого сигнал на *n-й* посилці обчислюються через прийняті проекції X_{0n} і Y_{0n} по формулах [43]:

$$\left.\begin{aligned} X_{1n} &= (\alpha_1/\tilde{\alpha}_n)(X_{0n}\cos\Delta\tilde{\varphi}_n + Y_{0n}\sin\Delta\tilde{\varphi}_n); \\ Y_{1n} &= (\alpha_1/\tilde{\alpha}_n)(Y_{0n}\cos\Delta\tilde{\varphi}_n - X_{0n}\sin\Delta\tilde{\varphi}_n). \end{aligned}\right\} \qquad (3.9)$$

Значення $\tilde{\alpha}_n$ і $\Delta\tilde{\varphi}_n$ визначаються рішенням про переданий на *n-й* посилці варіанту сигналу, прийнятий за результатами обробки X_{0n} і Y_{0n}.

Як і в алгоритмі прийому по синхросигналу, значення (3.9) усереднюються:

$$\left.\begin{aligned} \tilde{X}_1 &= \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\alpha_1}{\tilde{\alpha}_n}(X_{0n}\cos\Delta\tilde{\varphi}_n + Y_{0n}\sin\Delta\tilde{\varphi}_n); \\ \tilde{Y}_1 &= \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\alpha_1}{\tilde{\alpha}_n}(Y_{0n}\cos\Delta\tilde{\varphi}_n - X_{0n}\sin\Delta\tilde{\varphi}_n). \end{aligned}\right\} \qquad (3.10)$$

Відмінність алгоритму (3.10) і (3.6) полягає в тому, що в (3.6) усереднення проводиться на інтервалі синхросигналу, а в (3.10) — на плинному інтервалі в N посилок, що передують посилці, котра оброблюється в даний момент. При обчисленні оцінок по (3.10) немає необхідності в апріорних зведеннях про амплітуди варіантів сигналу, так як в цей алгоритм входять тільки відношення амплітуд [43, 44].

Таким чином, алгоритм когерентного прийому багатопозиційного АФМ сигналу має вид

$$i = \arg\min_j[(X_{0n} - \tilde{X}_j)^2 + (Y_{0n} - \tilde{Y}_j)^2], \quad j = 1, 2, .., m, \qquad (3.11)$$

де $\tilde{X}_j$ і $\tilde{Y}_j$ визначаються по (3.8) і (3.10). Відповідна алгоритму (3.24) схема когерентного демодулятора приведена на рис. 3.1. Сигнали X_{0n} і Y_{0n} з виходів кореляторів надходять на вхід обчислювача

приведених проекцій по (3.9), у якому, крім того, входять дані про фазу $\Delta\tilde{\varphi}_n$ і відношення амплітуд $\alpha_1/\tilde{\alpha}_n$. Потім обчислені приведені проекції усереднюються в двох суматорах-накопичувачах, що працюють у режимі з плинним вікном і реалізуються, наприклад, за схемою, приведеної на рис. 3.6. В обчислювачі, що працює за алгоритмом (3.11), приймається рішення про номер переданого на даній посилці сигналу. Це рішення поступає далі в декодер і в пам'ять фаз і відношень амплітуд сигналів. У пам'яті відповідно з прийнятим рішенням проводиться вибірка пари значень $\Delta\tilde{\varphi}_n$ і $\alpha_1/\tilde{\alpha}_n$, що надходять в обчислювач приведених проекцій [43, 44].

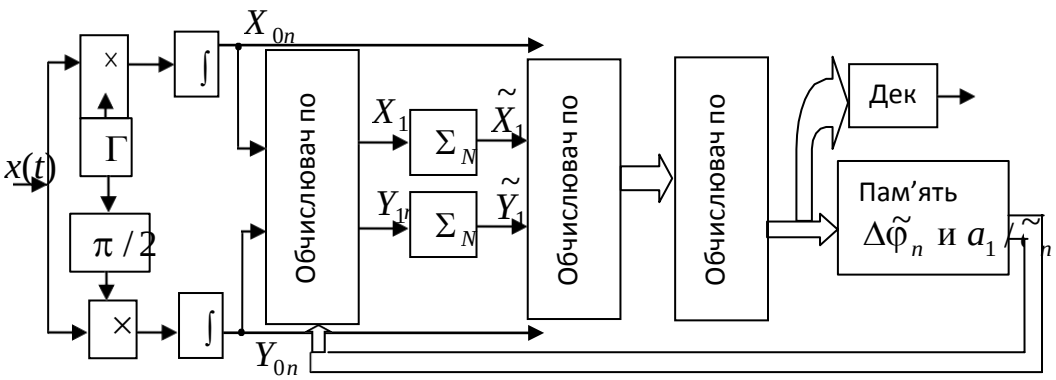


Рис. 3.2. Когерентний демодулятор сигналів з багатопозиційною АФРМ

Неоднозначність рішення, що виникає при цьому, може бути усунена різницевим кодуванням фази, тобто застосуванням амплітудно-фазорізницевої модуляції, при якій результат демодуляції на даній посилці залежить від прийнятого рішення на попередній посилці. У схемі на рис. 3.3 операції порівняння рішень на двох посилках і формування прийнятої інформаційної кодової комбінації виконує декодер.

Розглянемо когерентну обробку широко використовуваних 16-позиційних сигналів з АФМ (рис. 3.3) [44, 45].

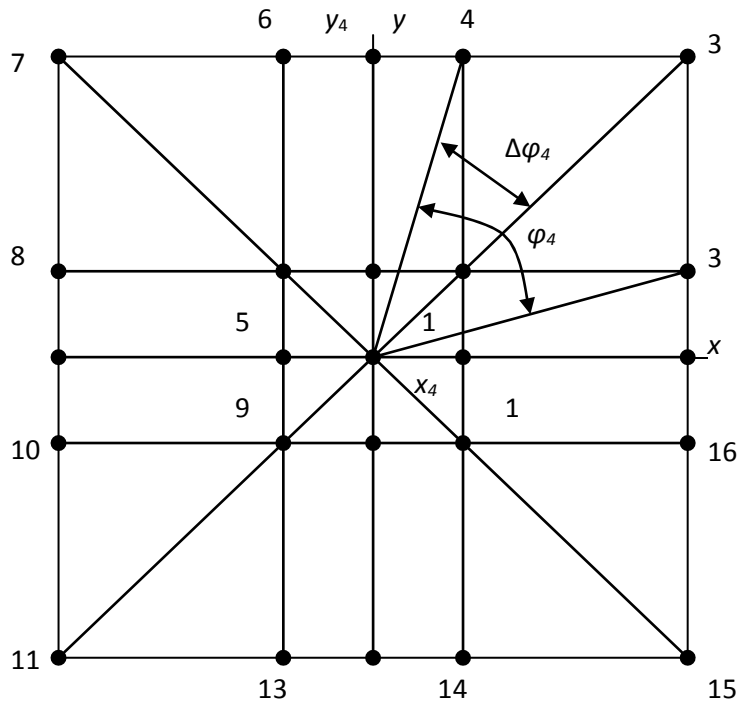


Рис. 3.3. Шістнадцятипозиційний сигнал у вузлах квадратної гратки

Варіанти АФМ сигналу розташовані в даному випадку у вузлах прямокутної ґратки, причому довжина векторів (амплітуда сигналів) приймає три значення, які характеризуються наступними відношеннями [47]:

$$\begin{aligned}&\alpha_3/\alpha_1=\alpha_7/\alpha_1=\alpha_{11}/\alpha_1=\alpha_{15}/\alpha_1=3;\\&\alpha_2/\alpha_1=\alpha_4/\alpha_1=\alpha_6/\alpha_1=\alpha_8/\alpha_1=\alpha_{10}/\alpha_1=\alpha_{12}/\alpha_1=\\&=\alpha_{14}/\alpha_1=\alpha_{16}/\alpha_1=\sqrt{5};\ \alpha_5/\alpha_1=\alpha_9/\alpha_1=\alpha_{13}/\alpha_1=1.\end{aligned} \tag{3.12}$$

Варіанти різниць фаз $\Delta\varphi_j$, необхідні для обчислення по (3.8) і (3.9), неважко визначити по рис. 3.2. Для деяких варіантів зручно обчислити безпосередньо $\cos\Delta\varphi_j$ і $\sin\Delta\varphi_j$. Наприклад, для сигналу з номером 4 маємо

$$\left.\begin{aligned}
&\sin\Delta\varphi_4 = \sin(\varphi_4 - \pi/4)\Big\} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin\varphi_4 - \cos\varphi_4) = \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{y_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} - \frac{x_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}}\right) = \frac{1}{5}; \\
&\cos\Delta\varphi_4 = \cos(\varphi_4 - \pi/4) = (1/\sqrt{2})(\sin\varphi_4 + \cos\varphi_4) = 2/\sqrt{5}.
\end{aligned}\right\} \quad (3.13)$$

Таким чином, при прийомі даного варіанта сигналу приведені проекції згідно (3.9), (3.12) і (3.13) обчислюються [47, 48]:

$$X_{1n} = \frac{1}{5}(2X_{0n} + Y_{0n}); \;\; Y_{1n} = \frac{1}{5}(2Y_{0n} - X_{0n}). \quad (3.14)$$

Аналогічним чином для варіанта сигналу з номером 3 одержуємо $\sin\Delta\varphi_2 = -1/\sqrt{5}$, $\cos\Delta\varphi_2 = 2/\sqrt{5}$, а приведені проекції

$$\left.\begin{aligned}
X_{1n} &= \frac{1}{5}(2X_{0n} - Y_{0n}); \\
Y_{1n} &= \frac{1}{5}(2Y_{0n} + X_{0n}).
\end{aligned}\right\} \quad (3.15)$$

Тригонометричні функції інших фазових кутів системи сигналів (рис. 3.3) одержуємо з фазових кутів сигналів 1-4. Ця система сигналів формується шляхом подвійної фазової модуляції, так що сигнали 5-8 одержуємо поворотом сигналів 1-4 на кут 90°, а сигналів 9-13 – поворотом сигналів 1-4 на кут 180° [49] .

У результаті одержуємо алгоритм обчислення приведених проекцій, зведених у табл. 3.1. Ці приведені проекції усереднюються, в результаті чого одержують оцінки проекцій першого варіанта сигналу $\tilde{X}_1$ і $\tilde{Y}_1$. По

(3.8) далі обчислюються оцінки всіх проекцій $\tilde{X}_j$ і $\tilde{Y}_i$. Результати цих розрахунків зведені в табл. 3.1 [49,50].

Таблиця 3.1

Алгоритм обчислення приведених проекцій

Номер прийнят. рішення на *n –й* посилкі	Параметри рішення		Приведені проекції	
	$\Delta\varphi_n$	α_1/α_n	X_{1n}	Y_{1n}
1	0	1	X_{0n}	Y_{0n}
2	$-\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(2X_{0n}-Y_{0n})$	$1/5(2Y_{0n}+X_{0n})$
3	0	$1/3$	$1/3X_{0n}$	$1/3Y_{0n}$
4	$\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(2X_{0n}+Y_{0n})$	$1/5(2Y_{0n}-X_{0n})$
5	$\pi/2$	1	Y_{0n}	$-X_{0n}$
6	$\pi/2-\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(X_{0n}+2Y_{0n})$	$1/5(Y_{0n}-2X_{0n})$
7	$\pi/2$	$1/3$	$1/3Y_{0n}$	$-1/3X_{0n}$
8	$\pi/2+\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(2Y_{0n}+X_{0n})$	$-1/5(Y_{0n}+2X_{0n})$
9	π	1	$-X_{0n}$	$-Y_{0n}$
10	$\pi-\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(Y_{0n}-2X_{0n})$	$-1/5(2Y_{0n}+X_{0n})$
11	π	$1/3$	$-1/3X_{0n}$	$-1/3Y_{0n}$
12	$\pi+\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$-1/5(2X_{0n}+Y_{0n})$	$1/5(2X_{0n}-Y_{0n})$
13	$3\pi/2$	1	$-Y_{0n}$	X_{0n}
14	$3\pi/2+\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$-1/5(X_{0n}+2Y_{0n})$	$1/5(X_{0n}-2Y_{0n})$
15	$3\pi/2$	$1/3$	$-1/3Y_{0n}$	$1/3X_{0n}$
16	$3\pi/2-\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$-1/5(X_{0n}+2Y_{0n})$	$1/5(Y_{0n}+2X_{0n})$

Таким чином, табл. 3.1 і табл. 3.2 разом з виразами (3.10) і (3.11) утворюють алгоритм когерентного прийому сигналів з АФМ (рис. 3.3) [49, 50, 51].

У результаті застосування синтезованих алгоритмів обробки сигналів визначається номер переданого варіанта сигналу, що може не відповідати фактично переданому варіанту через неоднозначність процедури обчислення приведених проекцій. Ця невідповідність усувається при різницевому перекодуванні номерів сигналів, зафіксованих на сусідніх посилках. Розглянуті алгоритми когерентної обробки багатопозиційних АФМ чи АФРМ сигналів особливо зручні для

багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними канальними сигналами, тому що в цих системах для розподілу ортогональних сигналів використовується та ж, процедура обчислення проекцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних коливання з довільною початковою фазою.

Таблиця 3.2

Оцінки проекцій першого варіанта сигналу $\tilde{X}_i$ і $\tilde{Y}_j$

Варіант сигналу j	Розділ 1 Параметри варіанту		Розділ 2 Оцінки проекцій	
	$\Delta\varphi_j$	α_j/α_i	$\tilde{X}_j$	$\tilde{Y}_j$
1	0	1	$\tilde{X}_1$	$\tilde{Y}_1$
2	$-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$2\tilde{X}_1+\tilde{Y}_1$	$2\tilde{Y}_1-\tilde{X}_1$
3	0	3	$3\tilde{X}_1$	$3\tilde{Y}_1$
4	$\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$2\tilde{X}_1-\tilde{Y}_1$	$\tilde{X}_1+2\tilde{Y}_1$
5	$\pi/2$	1	$-\tilde{Y}_1$	$\tilde{X}_1$
6	$\pi/2-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$\tilde{X}_1-2\tilde{Y}_1$	$2\tilde{X}_1+\tilde{Y}_1$
7	$\pi/2$	3	$-3\tilde{Y}_1$	$3\tilde{X}_1$
8	$\pi/2-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$-\tilde{X}_1-2\tilde{Y}_1$	$2\tilde{X}_1-\tilde{Y}_1$
9	π	1	$-\tilde{X}_1$	$-\tilde{Y}_1$
10	$\pi-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$-2\tilde{X}_1-\tilde{Y}_1$	$\tilde{X}_1-2\tilde{Y}_1$
11	π	3	$-3\tilde{X}_1$	$-3\tilde{Y}_1$
12	$\pi-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$\tilde{Y}_1-2\tilde{X}_1$	$-\tilde{X}_1-2\tilde{Y}_1$
13	$3\pi/2$	1	$\tilde{Y}_1$	$-\tilde{X}_1$
14	$3\pi/2-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$2\tilde{Y}_1-\tilde{X}_1$	$-2\tilde{X}_1-\tilde{Y}_1$
15	$3\pi/2$	3	$3\tilde{Y}_1$	$-3\tilde{X}_1$
16	$3\pi/2+\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$\tilde{X}_1+2\tilde{Y}_1$	$\tilde{Y}_1-2\tilde{X}_1$

У багаточастотних демодуляторах опорні коливання всіх каналів звичайно формуються від загального задавального генератора. Разом з тим початкові фази канальних сигналів мають різні зсуви, а в ряді випадків вони взагалі слабко зв'язані. Внаслідок цього в багатоканальних демодуляторах важко використовувати методи

формування опорних коливань, які базуються на підстроюванні фази керованого генератора. Розглянуті алгоритми когерентної обробки не вимагають підстроювання фази опорних коливань канальних сигналів і дозволяють досить просто реалізувати як ортогональний розподіл сигналів, так і їхній когерентний прийом [45,46].

3.1.2. Модель оцінки завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів

В сучасних системах передачі інформації використовуються різноманітні ансамблі дискретних сигналів [10, 52]:

Розглянемо ансамбль, який містить М сигналів:

$$S_1(t), S_3(t), \dots , S_м(t).$$

В відповідності з повідомленнями, що передаються через інтервал часу *T* йде посилка того чи іншого сигналу. Для визначення сигналів будемо використовувати наступні характеристики:

Енергію сигналу:

$$E_i = \int_0^T S_i^2(t)dt . \qquad (3.16)$$

Взаємну енергію сигналів $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{ij} = \int_0^T S_i(t)S_j(t)dt, \qquad (3.17)$$

енергію різниці між сигналами $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{i-j} = \int_0^T \left[S_i(t) - S_j(t) \right]^2 dt = E_i + E_j - 2E_{ij} , \qquad (3.18)$$

коефіцієнт взаємної кореляції:

$$\rho_{ij} = \frac{E_{ij}}{\sqrt{E_i E_j}}. \qquad (3.19)$$

Відповідно до теорії потенційної завадостійкості мінімум ймовірності помилки відображення сигналу на виході приймача P_0 для рівноймовірних сигналів забезпечується оптимальним приймачем, алгоритм роботи якого має вигляд:

$$\int_0^T \left[X(t) - S_i(t)\right]^2 dt \langle \int_0^T \left[X(t) - S_j(t)\right]^2 dt, \mathrm{i},\ \mathrm{j} = 1, ..., \mathrm{M};\ \ \mathrm{i} \neq \mathrm{j}.$$

При виконанні цієї нерівності приймач виносить рішення про передачу сигналу $S_i(t)$. Приймач містить M каналів, в кожному з яких розраховується квадрат відстані $\left\| X - S_i \right\|^2 = \int_0^T \left[X - S_i(t)\right]^2 dt, \mathrm{i} = 1, ..., \mathrm{M},$ та пристрій де проходить порівняння відстаней та приймається рішення щодо сигналу, який надсилаємо. Для сигналів з однаковими енергіями алгоритм можливо представити:

$$\int X(t) S_i(t) dt \langle \int_0^T X(t) S_j(t) dt. \qquad (3.20)$$

В загальному випадку алгоритм виглядає так:

$$Y_i \langle Y_j, \mathrm{i} = 1, ..., \mathrm{M},\ \ \mathrm{j} = 1, ..., \mathrm{M}; \mathrm{i} \neq \mathrm{j}. \qquad (3.21)$$

Наведені Y_i, Y_j – результати обробки сигналів та завад в каналах приймача. Рішення щодо сигналу, який надсилаємо виноситься по виходу каналу, в якому Y має найбільшу величину.

Якщо надісланий сигнал S_i, то ймовірністю правильного прийому є ймовірність одночасного виконання М-1 нерівностей, або

$$P_{пр}(S_i) = P\{Y_i \rangle Y_1, ..., Y_i \rangle Y_{i-1}, Y_i \rangle Y_{i+1}, ..., Y_i \rangle Y_M\}$$

Ймовірність помилки в відображенні сигналу S_i на виході приймача:

$$P_0(S_i) = 1 - P_{пр}(S_i). \qquad (3.22)$$

При великому відношенні сигнал-шум розрахунок ймовірності помилки в багатопозиційній системі можливо оцінити сумарною ймовірністю помилки, що створюється сигналом S_i та кожному з (М-1) інших сигналів [52, 53]:

$$P_0(S_i) = \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N} P_{0ij}. \qquad (3.23)$$

При $M > 8$, P_0 визначається:

$$P_0 = \frac{1}{2M} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[1 - \Phi(a_{ij} \sqrt{\frac{2E_б}{N_0}}) \right]. \qquad (3.24)$$

Якщо розглянути ансамблі двомірних сигналів, то в загальному випадку завадостійкість залежить як від виду сигналів, що передаються так від способу прийому. При оптимальному прийомі реалізується потенційна завадостійкість. Тому подальша оптимізація системи передачі повинна проводитись вибором найкращого ансамблю сигналів.

При одному й тому ж самому способі прийому різні ансамблі забезпечують різну завадостійкість. Це зумовлено особливостями розташування меж областей, які оточують кожний сигнал. Ймовірність правильного відтворення будь-якого сигналу можливо збільшити, якщо

розсунути межі області цього сигналу. При цьому зменшуються об’єми області сусідніх сигналів, що збільшує ймовірність помилки відтворення цих сигналів. Мінімум середньої ймовірності помилки досягається при розміщенні меж на рівних відстанях від сигнальних точок.

Оптимізація ансамблю зводиться до находження такого розміщення сигнальних точок, при якому області сигналів мають найбільшу величину, найбільш близькі одна до одної по розмірам та наближаються по формі до кіл.

Якщо число сигналів в ансамблі, побудованому на основі мережі найбільшої густини вкладки, достатньо велика, тоді таке розміщення сигнальних точок може бути достатньо близьким до оптимального. Області сигналів в цьому випадку однакові, за виключенням крайніх областей [53, 54].

При великій кількості сигналів в ансамблі М ймовірність помилки залежить від відстані d між ближніми сигнальними точками. Тому порівняння ансамблів можливо проводити по коефіцієнту завадостійкості.

$$a = \frac{d}{2\sqrt{E_б}}. \qquad (3.25)$$

В цьому випадку відстань d вимірюється разом з енергетичними затратами на передачу одного двійкового символу (біта):

$$E_б = \frac{E_c}{\log_2 M}. \qquad (3.26)$$

В системах з обмеженою середньою потужністю (в одноканальних системах з лінійним каналом та обмеженим енергоресурсом передавача, в багатоканальних системах з розподілом каналів по частоті та інші) використовується середня енергія $E_{б\ c}$. В системах з обмеженою піковою

потужністю завадостійкість оцінюють по відношенню до максимальної енергії сигналу з ансамблю $E_{б\,max}$.

При мінімальній відстані між сигналами d та рівноймовірній передачі сигналів середня енергія дорівнює [54, 55]:

$$E_c = \frac{d}{2M}\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}}(2i-1)^2, \text{ де } M\text{ - парне.} \qquad (3.27)$$

В цьому випадку коефіцієнт завадостійкості дорівнює:

$$a_c = \frac{d}{2\sqrt{E_{б\,c}}} = \sqrt{\frac{M\log_2 M}{2\sum_{i=1}^{N/2}(2i-1)^2}}. \qquad (3.28)$$

Максимальна енергія, найбільш віддаленого сигналу від початку координат, визначається:

$$E_M = \frac{\left[(M-1)d\right]^2}{4}. \qquad (3.29)$$

Тоді коефіцієнт завадостійкості по максимальній енергії дорівнює:

$$a_M = \frac{d}{2\sqrt{E_{б\,max}}}\sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2}}. \qquad (3.30)$$

При двійковій передачі $E_c = E_M$ та $\alpha_c = \alpha_M = 1$. З ростом числа сигналів в ансамблі M значення коефіцієнтів α_c та α_M поступово загасає, але при цьому збільшується питома швидкість:

$$\gamma_c = \gamma_{0\,max} = \max H(S)/N = \log M/N.$$

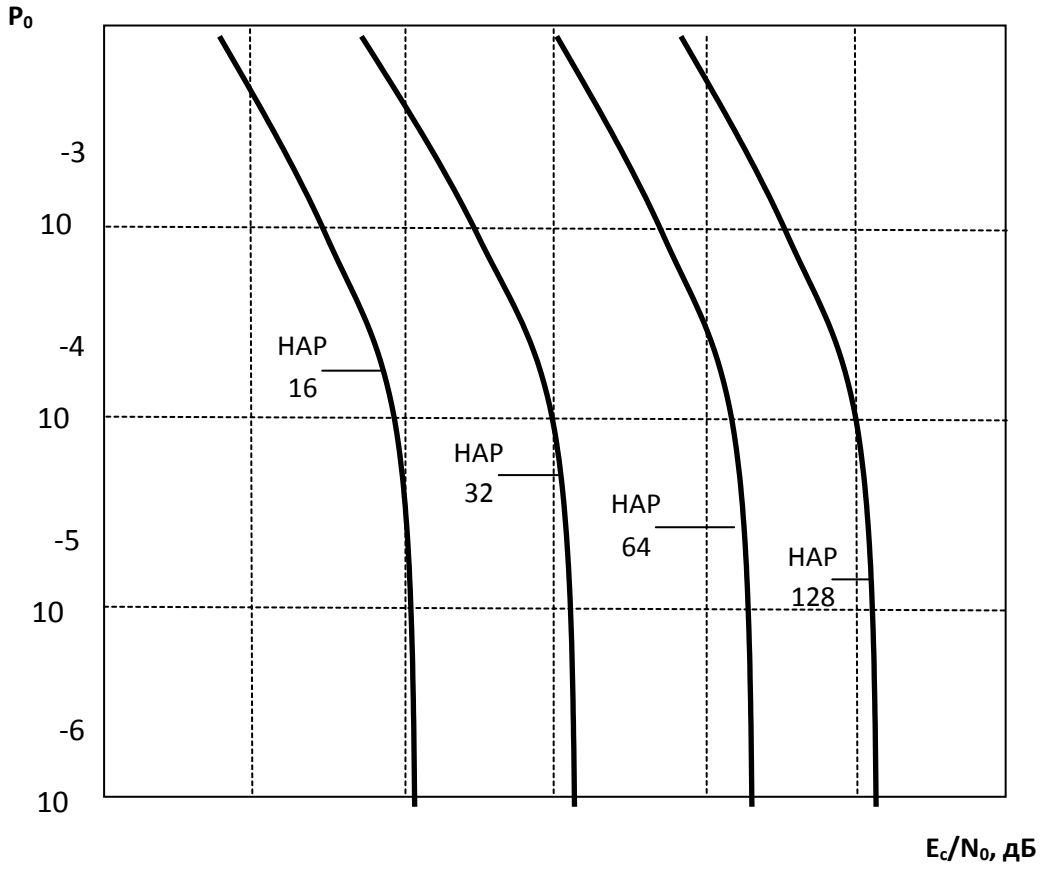


Рис. 3.4 Криві ймовірності помилки при оптимальному прийому багатопозиційних сигналів.

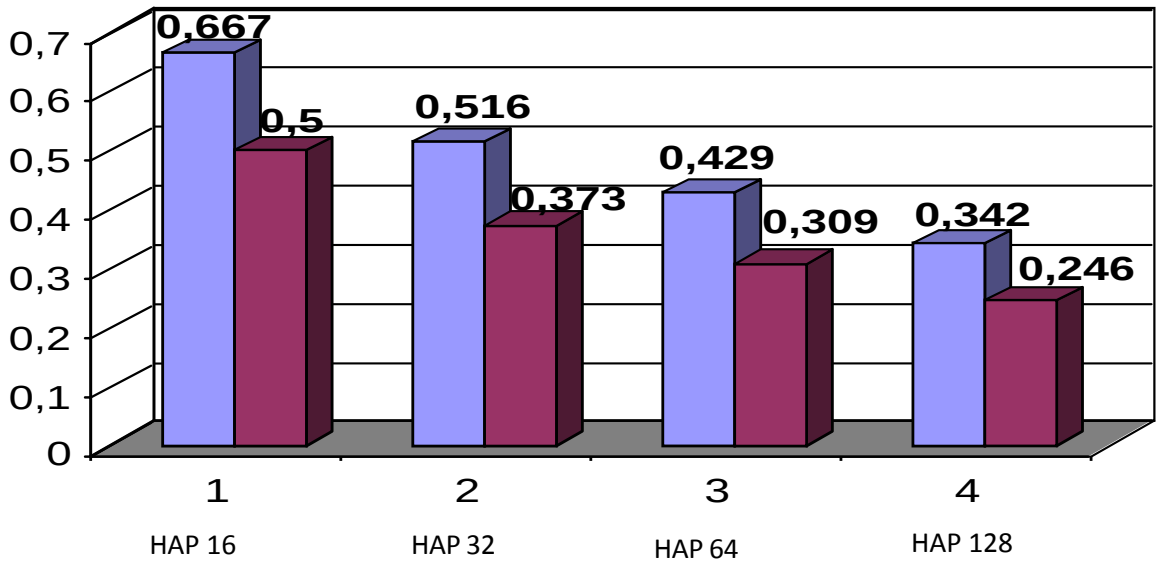


Рис.3.5 Коефіцієнти завадостійкості для НАР 16, 32, 64, 128

Питома швидкість є характеристикою ансамблю сигналів. Вона визначає продуктивність джерела рівноймовірних сигналів, що виражена в бітах на один відлік. На основі вище викладеного коефіцієнти завадостійкості для M = 16, 32, 64, 128 наведені в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3

Коефіцієнти завадостійкості для M = 16, 32, 64, 128

	M=16	M=32	M=64	M=128
Коефіцієнт завадостійкості α_c	0,667	0,516	0,429	0,342
Коефіцієнт завадостійкості α_M	0,500	0,373	0,309	0,246

3.1.3. Моделювання когерентного багаточастотного модему

Задачі, що можуть бути вирішені шляхом моделювання, формулюють таким чином. Зауважимо, що запропоновані алгоритми когерентної обробки багатопозиційних АФМ чи сигналів особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними канальними сигналами, тому що в цих системах для розділу ортогональних сигналів використовуються ті ж процедури обчислення проекцій прийнятого сигналу на два взаємноортогональних опорних коливання з довільною початковою фазою [55, 56].

У багаточастотних демодуляторах опорні коливання всіх каналів звичайно формуються від загального задавального генератора. Разом з тим початкові фази канальних сигналів мають різні зсуви, а в ряді випадків вони взагалі слабо зв'язані (наприклад, у радіоканалах із селективними затуханнями – некорельовані). Внаслідок цього в багатоканальних демодуляторах важко використовувати методи формування опорних коливань, заснованих на підстроюванні фази керованого генератора.

Описані алгоритми когерентної обробки не потребують підстроювання фази опорних коливань канальних сигналів і дозволяють досить просто реалізувати як ортогональний поділ сигналів, так і

когерентний прийом. Дійсно, для поділу каналів використовуються ті ж опорні коливання, що і при оптимальному некогерентному прийомі. Когерентний прийом здійснюється на підставі підстроювання варіантів сигналу в кожному каналі багатоканального модему [56, 57].

Основними особливостями когерентного прийому є [40, 53]:

1. Визначення ймовірності помилки при ідеальних опорних коливаннях для різних відношень сигнал/завада. Це дозволить визначити потенційну завадостійкість демодулятора при використанні різних груп багатопозиційних сигналів.

2. Визначення ймовірності помилки при формуванні варіантів сигналів для різних інтервалів усереднення. Визначення мінімального інтервалу усереднення, при якому завадостійкість близька до потенційної.

3. Порівняння різних систем сигналів по завадостійкості при розглянутому методі обробки.

4. Визначення тривалості початкового входження в зв'язок, а також тривалість входження після різних за величиною стрибків фази сигналу.

Основною проблемою високошвидкісної передачі проводовими каналами тональної частоти (ТЧ) є подолання невизначеності частотних характеристик, зумовлених неможливістю апріорного виміру цих характеристик (наприклад, в комутованій мережі, або зміною характеристик за часом).

Багатоканальні модеми (БМ) відомі, добре зарекомендували себе в каналах з розсіюванням. Вперше такі модеми стали застосовувати в телефонних радіоканалах декаметрового діапазону, оскільки їм властива довга посилка, яка дозволяє ефективніше послабити вплив багатопроменевості на завадостійкість прийому, і разом з тим, забезпечити високу сумарну швидкість передачі. Ці переваги зумовили БМ одержати значний розвиток на проводових каналах ТЧ: довга посилка при порівняно високій стійкості відносно імпульсних завад і переривань. Крім того, у БМ

параметри сигналу, виходячи з припустимих відхилень амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик (АФЧХ) каналу ТЧ, вибираються такими, щоб модем був нечутливим (інваріантним) до цих відхилень, чим би вони не були зумовлені (такий підхід називається *інваріантним*).

Таким чином, однією з важливих особливостей багатоканальних модемів є відносна інваріантість їх завадостійкості до форми АФЧХ каналу зв'язку, що дозволяє або зовсім відмовитися від коректування АФЧХ, або обмежитися застосуванням простих фазових коректорів, котрі забезпечують зниження нерівномірності групового часу затримки (ГЧЗ) до величини типових для одного чи декількох переприйомних ділянок.

Доцільність використання багаточастотних модемів для роботи проводовими каналами зв'язку доведена експериментами і практичними розробками. Однак, до нинішнього часу відсутня методика вибору параметрів сигналу таких модемів, від яких багато в чому залежить їхня ефективність. Одним з найважливіших параметрів багатоканальних модемів є число піднесучих частот (підканалів) W. За інших рівних умов з ростом W збільшується тривалість тактового інтервалу і знижується ефективно використовувана смуга частот, що в сукупності зменшує вплив неідеальності АФЧХ каналу [51,52]. Однак, при цьому збільшується кількість операцій, що виконуються при модуляції і демодуляції сигналу, зростає вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу [50, 51].

Міжканальну величину W, що забезпечує модему зазначену вище властивість відносної інваріантості, можна визначити з результатів розрахунку потужності міжканальної перехідної завади (МПЗ), що виникає через неідеальність АФЧХ каналу. При розрахунках вважаються фіксованими: Δf - смуга пропуску каналу; V – швидкість передачі повідомлення; $K \geq V / \Delta f$ (K - ціле) – кратність модуляції.

АЧХ і ФЧХ каналу задаються нормованими шаблонами для кожного числа переприйомів (рис.3.5) [53, 54].

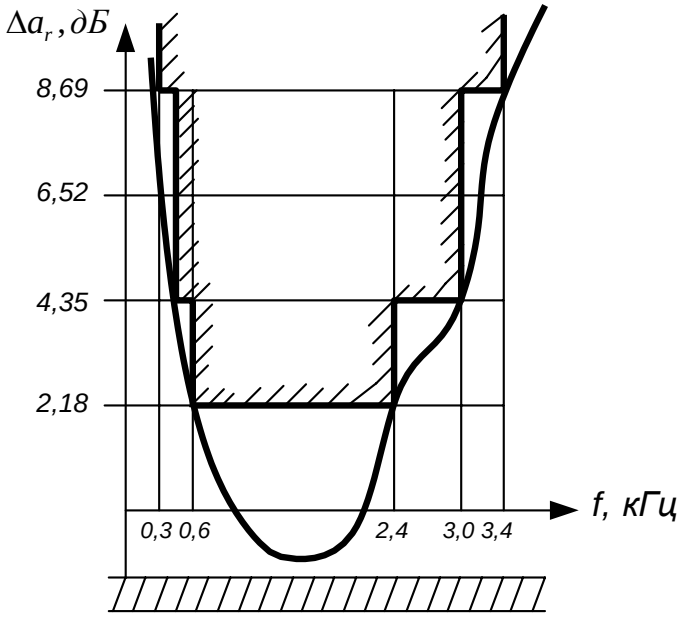


Рис. 3.6. Залежність залишкового загасання від частоти (АЧХ)

Для кожного числа переприйомних ділянок установлені та визначені норми допустимої нерівномірності АЧХ. При розрахунку необхідно для різного числа переприйомних ділянок використовувати для даної кількості переприйомів. Зі збільшенням кількості переприйомів нерівномірність АЧХ відповідно збільшується [55,56].

Як джерело дискретної інформації для моделювання була використана програма формування псевдовипадкової послідовності чисел від 0 до 15. Моделювання діяння адитивного флуктуаційного шуму, заснованого на формуванні чисел з нормальним законом розподілу, нульовою середньою і заданою дисперсією. Ці числа, у свою чергу, можуть бути отримані з послідовності псевдовипадкових чисел, рівномірно розподілених на інтервалі (0, 1), на підставі центральної граничної теореми теорії ймовірностей. В результаті зроблених

розрахунків визначені імовірності похибки для різних відношень сигнал/завада.

Імовірність похибки визначалася таким чином. Порівнювалися номери переданих і прийнятих векторів сигналів. Потім визначалося відношення помилково прийнятих векторів сигналу до загального числа переданих векторів. Причому, у залежності від очікуваної ймовірності похибки був заданий необхідний обсяг вибірки Q [57].

При визначенні обсягу вибірки доцільно скористатися результатами. Для кожного Q і заданої імовірності “довірення” побудувати область, всередині якої значення імовірності помилки $(P_{пом})$ сумісно зі знайденим у досвіді значенням частоти $(P^*_{пом})$. Зображені криві, що обмежують також області для різних Q при імовірності “довірення”. Наприклад, при $P^*_{пом} = 0.1$ для забезпечення інтервалу “довірення” (0.09 - 0.11), необхідний обсяг вибірки складе 300, при $P^*_{пом} = 0.07$ для забезпечення інтервалу “довірення” (0.065 - 0.075) необхідний обсяг складе 1000. Таким чином, обсяг вибірки необхідно вибирати не менш $\frac{20}{P^*_{пом}}$ [57,58].

Графіки, приведені на рис. 3.7 ілюструють залежність імовірності помилки $P_{пом}$ від відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму для системи сигналу АФМ. Криві на рисунку позначені цифрами 1, 3...9. Крива 1 характеризує потенційну завадостійкість даної системи сигналів при суворо когерентному прийомі. Крива 3 отримана в результаті моделювання при точних опорних коливаннях і характеризує потенційну завадостійкість розробленого алгоритму обробки. Криві 3...7 отримані в результаті моделювання і характеризують завадостійкість демодулятора при когерентному прийомі сигналів для різних інтервалів усереднення *К*, що відповідно вибиралися рівними 1, 5, 10, 30 і 100.

- К = 100 (крива 3);
- К = 30 (крива 4);

- К = 10 (крива 5);
- К = 5 (крива 6);
- К = 1 (крива 7).

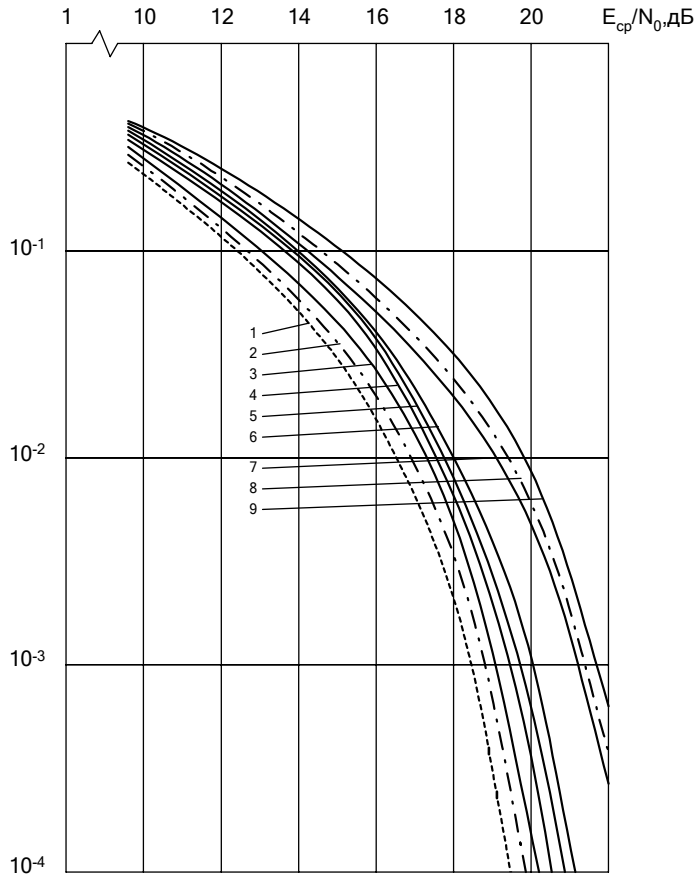


Рис. 3.7 Залежність імовірності помилок від відношення сигнал-шум.

Крива 8 характеризує теоретичну завадостійкість для 4 - кратної ФРМ при когерентному методі прийому. Крива 9 отримана експериментально в результаті лабораторних досліджень 48 - канального модему за допомогою імітатора каналу Т4 типу “канал 3”. Ця крива визначає реальну завадостійкість демодулятора 48 - канального модему з оптимальним некогерентним методом прийому, у якому використаний 16 - позиційний сигнал.

Тому можна зробити висновок про перевагу використання когерентних методів прийому для багатопозиційних сигналів.

Енергетичний виграш можна одержати як від застосування більш ефективної системи сигналів, так і від використання розробленого алгоритму когерентного прийому. У даному випадку, порівнявши криву 3 і криву 9, видно, що сумарний виграш складає 3дБ. Мінімальний інтервал усереднення, обумовлений числом посилок *К*, при якому реальна завадостійкість наближена до потенційного значення (рис. 3.8), складає ≥ 30 посилок [57, 58].

Відзначимо, що в процесі входження в синхронізм усереднення проводиться не на плинному інтервалі в К посилок, а на інтервалі прийнятих посилок сигналу доти, поки кількість прийнятих посилок не досягне *К*. Тому, визначаючи, що система входить у синхронізм через інтервал часу до *к* посилок, необхідно врахувати, що задана завадостійкість, буде забезпечуватися через інтервал часу *К* посилок.

На рис. 3.8 представлена кількісна залежність завадостійкості демодулятора до ідеального варіанту при різних *К* для сигналів гексагональної амплітудно-фазової модуляції з М=16, М=32, М=64, М=128 .

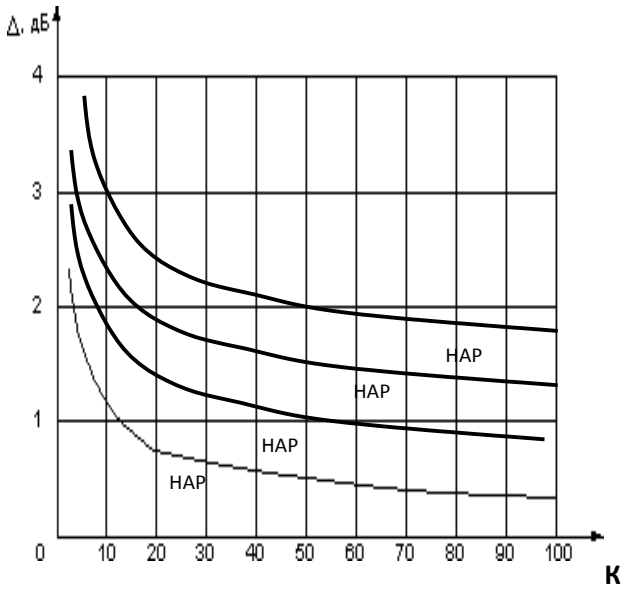


Рис. 3.8 Кількісна залежність наближення до ідеального варіанту при різних К

Графіки, представлені на Рис. 3.9 і Рис. 3.10, ілюструють залежність початкового входження в синхронізм (рис. 3.9), а також залежність тривалості входження в синхронізм після стрибка фази (рис. 3.10) від відношення сигнал/шум і величини розбіжності переданого сигналу від оцінок варіантів сигналу в демодуляторі і величини стрибка.

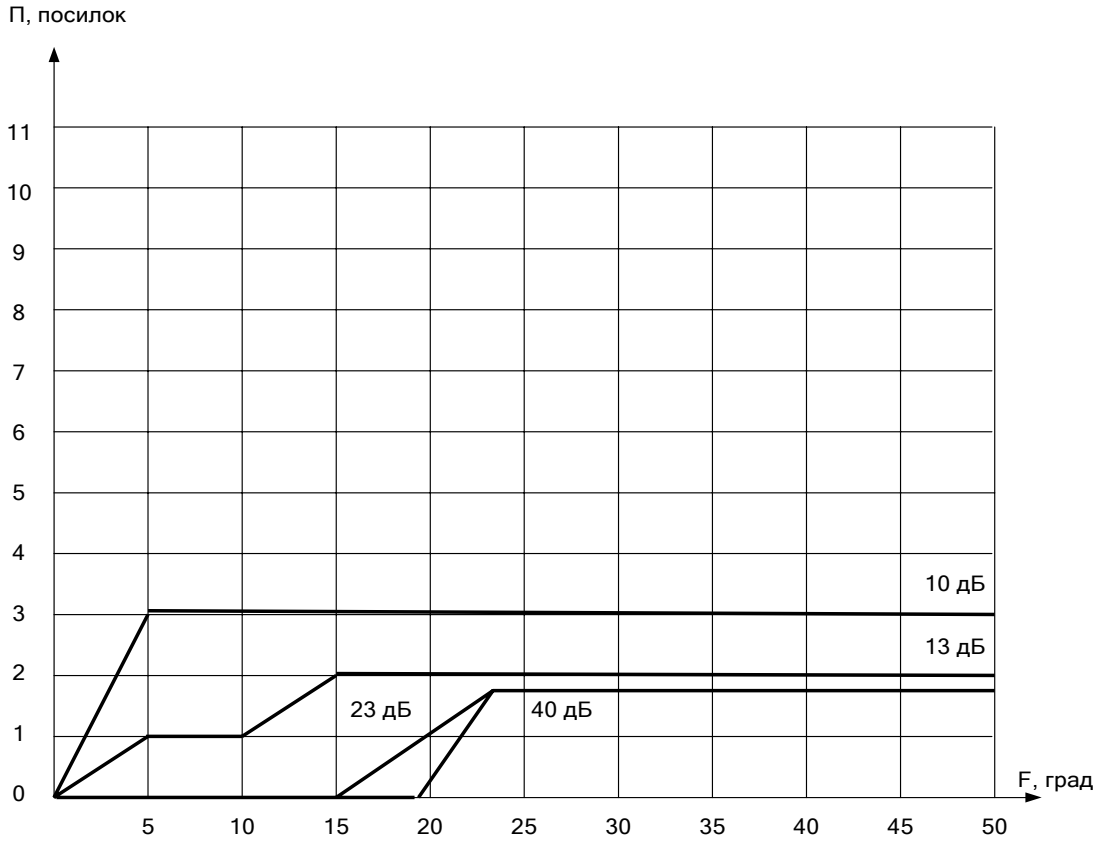


Рис 3.9 Залежність тривалості входження у зв’язок від величини стрибка фази при різних відношеннях сигнал-шум

По осі абсцис відкладені різні кути (град), що характеризують розбіжність переданого сигналу від оцінок варіантів сигналу в демодуляторі (рис. 3.10) і величину стрибка фази переданого сигналу По осі ординат - відповідно тривалість початкового входження і тривалість входження в синхронізм після стрибка фази. Кожна крива отримана для визначення відношення сигнал/шум при числі усереднених посилок рівному 10 (M=10).

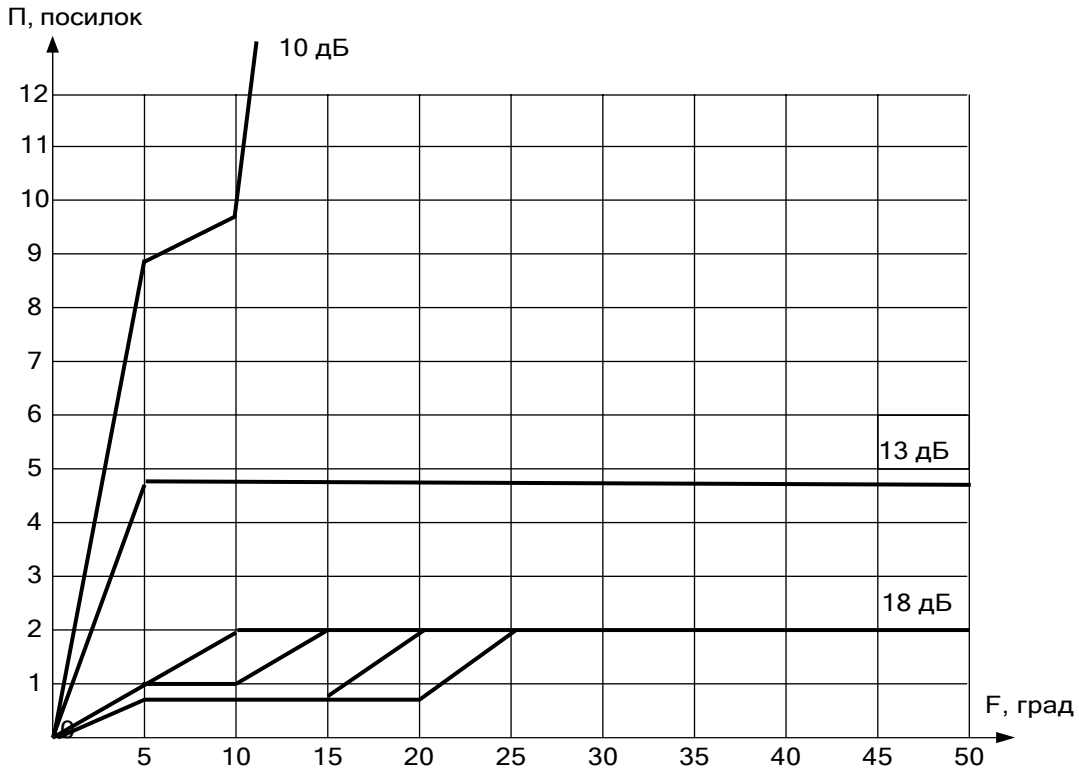


Рис 3.10 Залежність тривалості початкового входження при різних відношеннях сигнал-шум (для M=10)

3.2. Оптимальний некогерентний прийом багатовимірних сигналів

3.2.1. Оптимальний некогерентний прийом сигналів із ФРМ другого порядку

Синтез алгоритмів оптимального некогерентного прийому сигналів із ФРМ-2 проведемо за загальним алгоритмом оптимальної некогерентної обробки (3.10, 3.11), що був використаний при синтезі алгоритмів прийому сигналів із ФРМ-1. У даному випадку тривалість інтервалу обробки сигналу дорівнює трьом посилкам ($\tau = 3T$), так як передана друга різниця фаз в загальному випадку визначається не менш ніж трьома посилками сигналу. Таким чином, необхідно записати всі можливі варіанти сигналу з ФРМ-2 на трьох посилках і підставити ці варіанти в (3.1). При цьому перша з трьох

посилок є відліковою і має довільну, але однакову для усіх варіантів початкову фазу [57, 58].

При однократній ФРМ-2 з різницями фази 0 або π на трьох посилках мають місце чотири варіанти сигналу, зображені на рис. 3.11. Ці варіанти можна записати в наступному компактному виді:

$$\left.\begin{aligned} &S_1(t) = a\sin\omega t && \Delta^2\varphi = 0;\\ &S_2(t) = a\sin\omega t\,\mathrm{sgn}\sin(\pi t/T) && \Delta^2\varphi = 0;\\ &S_3(t) = a\sin\omega t\,\mathrm{sgn}\sin(\pi t/2T + \pi/2) && \Delta^2\varphi = \pi;\\ &S_4(t) = a\sin\omega t\,\mathrm{sgn}\sin\pi t/2T && \Delta^2\varphi = \pi. \end{aligned}\right\} \qquad (3.31)$$

Кожному з чотирьох сигналів у (3.31) відповідає зазначене значення різниці фази. Скористаємось нижчеподаними позначеннями:

$$X_n = \int_{nT}^{(n+1)T} x(t)\sin\omega t dt, \quad Y_n = \int_{nT}^{(n+1)T} x(t)\cos\omega t dt, \qquad (3.32)$$

і підставивши їх в (3.31) одержимо, що в шуканому демодуляторі повинні обчислюватися наступні чотири величини:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2;\\ V_2 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2;\\ V_3 &= (X_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} - Y_n)^2;\\ V_4 &= (X_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} - Y_n)^2. \end{aligned}\right\} \qquad (3.33$$

Рішення приймається наступним чином: якщо найбільшою є V_1 або V_2, то переданою вважається різниця фаз $\Delta^2\varphi_n = 0$; якщо ж найбільшою виявляється V_3 або V_4, то переданою вважається $\Delta^2\varphi_n = \pi$ [57,58].

Алгоритм (3.31) можна представить в іншому, еквівалентному виді, якщо обчислити квадрати сум у (3.31) і вилучати з отриманих виразів однакові члени – квадрати величин X і Y. Тоді одержимо, що в демодуляторі повинні порівнюватися величини.

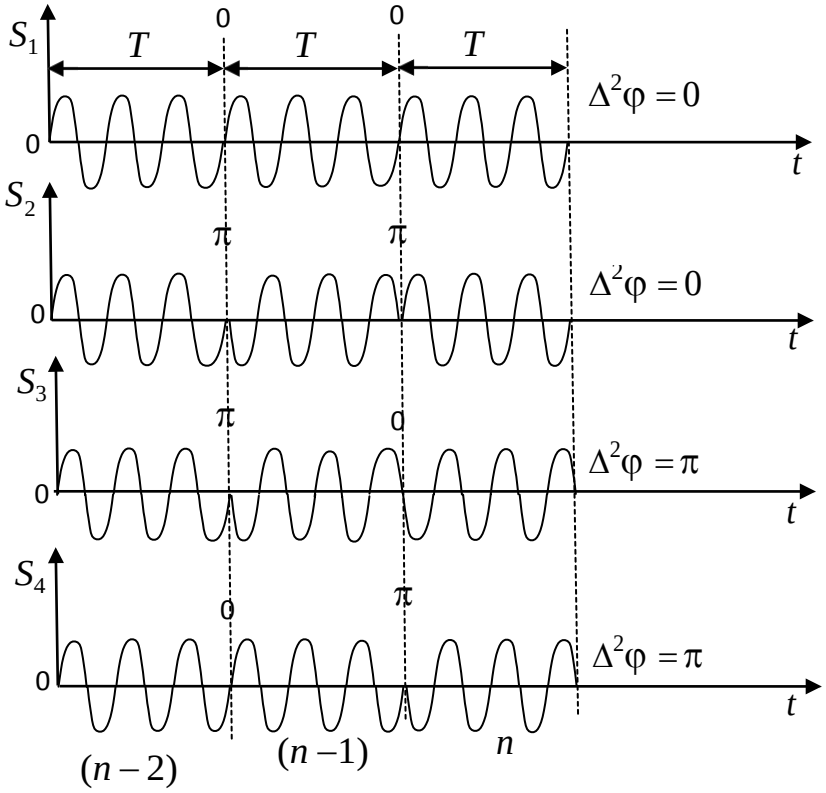


Рис. 3.11. Варіанти сигналу з однократною ФРМ-2

$$V_1 = (X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) + (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) + \\ + (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2});$$

$$V_2 = (X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) - (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) - \\ - (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2});$$

(3.34)

$$V_3 = -(X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) - (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) + \\ + (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2});$$

$$V_4 = -(X_n X_{n-2} + Y_n Y_{n-2}) + (X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) - \\ - (X_{n-1} X_{n-2} + Y_{n-1} Y_{n-2}).$$

Схема демодулятора, що відповідає синтезованому алгоритму, представлена на рис. 3.12. Ця схема крім звичайних для когерентних демодуляторів коректорів, генератора опорних коливань з довільною фазою і ліній затримки містить формувач величин V_1, V_2, V_3 і V_4, що задовольняє алгоритму (3.32) або (3.33), і схему порівняння [58]. Остання виносить рішення про переданий двійковий символ. Для здійснення строго оптимального некогерентного прийому в даному демодуляторі частота опорного коливання повинна співпадати з несучою частотою прийнятого сигналу, тобто цей демодулятор, також як оптимальний некогерентний демодулятор сигналів із ФРМ-1 (рис. 3.12.), неінваріантний до частоти сигналу і його завадостійкість зменшується при зсувах частоти.

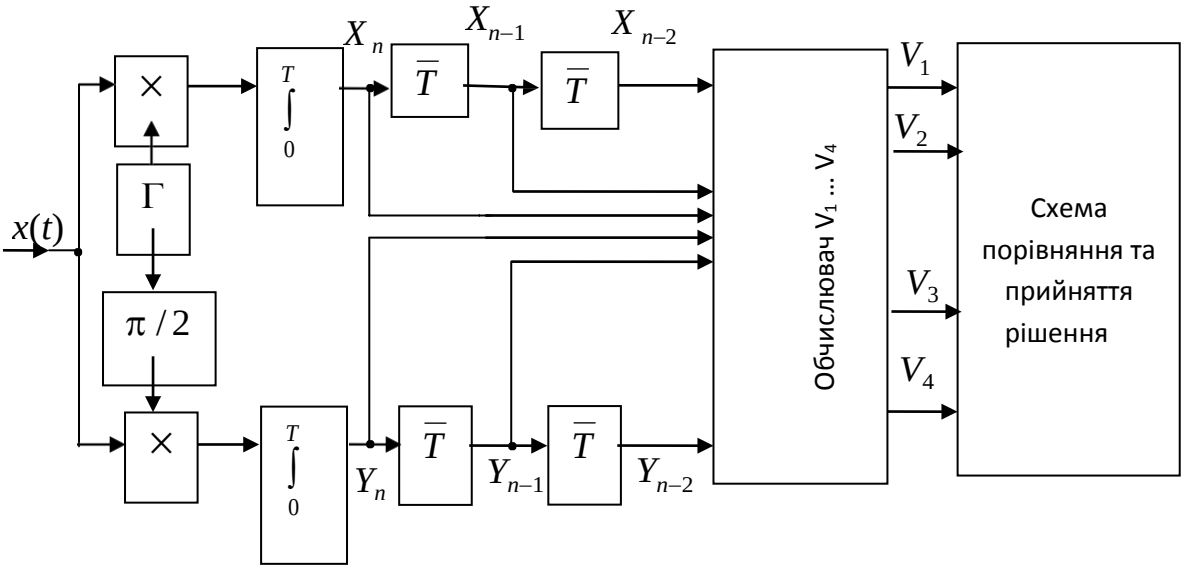


Рис. 3.12. Оптимальний некогерентний демодулятор сигналів з однократною ФРМ-2

Чудова властивість алгоритмів (3.31) і (3.33) і демодулятора за схемою, рис. 3.12, полягає в тому, що при відсутності розстройки частоти завадостійкість демодулятора вища завадостійкості оптимального некогерентного демодулятора сигналів із ФРМ-1, побудованого за схемою, рис. 3.12, і майже не відрізняється від завадостійкості когерентного демодулятора сигналів з однократною ФРМ-1. Це дозволяє зробити висновок про збільшення завадостійкості при подовженні інтервалу оптимальної некогерентної обробки безнадлишкових сигналів.

При двократній ФРМ-2 з варіантами різниці фази 0, $\pi/2$, π і $3\pi/2$ на трьох посилках, з яких перша має довільну, але однакову для усіх варіантів початкову фазу, виходить всього 16 варіантів сигналу – по чотири на кожну передану різницю. Не будемо розглядати всі варіанти, приведемо остаточний алгоритм, отриманий у результаті підстановки всіх 16 варіантів у загальний алгоритм (2.1). У шуканому демодуляторі обчислюємо величини:

$$\left.\begin{aligned}
V_1 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
V_2 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2, \\
V_3 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
V_2 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2,
\end{aligned}\right\} \Delta_2\varphi_n = 0 \tag{3.35}$$

$$\left.\begin{aligned}
V_5 &= (X_{n-2} + X_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} - X_n)^2, \\
V_6 &= (X_{n-2} + Y_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} + X_n)^2, \\
V_7 &= (X_{n-2} - X_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} - X_n)^2, \\
V_8 &= (X_{n-2} - Y_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} + X_n)^2,
\end{aligned}\right\} \Delta_2\varphi_n = \pi/2$$

$$\left.\begin{aligned}
V_9 &= (X_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
V_{10} &= (X_{n-2} + Y_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2, \\
V_{11} &= (X_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2, \\
V_{12} &= (X_{n-2} - Y_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} - Y_n)^2,
\end{aligned}\right\} \Delta_2\varphi_n = \pi$$

$$\left.\begin{aligned}
V_{13} &= (X_{n-2} + X_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} + Y_{n-1} + X_n)^2, \\
V_{14} &= (X_{n-2} + Y_{n-1} + Y_n)_2 + (Y_{n-2} - X_{n-1} - X_n)^2, \\
V_{15} &= (X_{n-2} - X_{n-1} - Y_n)^2 + (Y_{n-2} - Y_{n-1} + X_n)^2, \\
V_{16} &= (X_{n-2} - Y_{n-1} + Y_n)^2 + (Y_{n-2} + X_{n-1} - X_n)^2
\end{aligned}\right\} \Delta_2\varphi_n = 3\pi/2$$

У (3.35) проти четвірок V_j проставлені відповідні їм варіанти різниць фази. Якщо хоча б одна величина V_i з четвірки виявляється більше всіх інших 15 величин V_j, приймається рішення на користь відповідної різниці. При побудові аналогічного (3.31) алгоритму для системи з різницями фаз $\Delta\varphi_n = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ число порівнюваних у модуляторі величин значно збільшується.

Схема оптимального некогерентного модулятора сигналів із двократною ФРМ-2 при використанні різниць фази 0, $\pi/2$ та $3\pi/2$ відрізняється від схеми, рис. 3.12, тим, що обчислювач і схема порівняння в даному випадку формують і порівнюють 16 величин (3.35) і визначають одну з чотирьох переданих різниць фази. Як видно з порівняння алгоритмів (3.32) і (3.34), перехід від однократної до двократної ФРМ-2 при оптимальній некогерентній обробці призводить до значного ускладнення демодулятора. Проте, при цифровій реалізації з використанням швидкодіючого процесора й оперативної пам'яті величини (3.34) можуть бути обчислені послідовно за час однієї *n*-ї посилки сигналу й ускладнення апаратури виявиться незначним.

Синтез оптимальних некогерентних алгоритмів обробки сигналів із трьохкратною ФРМ-2 і сигналів більш високої кратності розглядати не будемо. Ці алгоритми досить громіздкі і схеми демодуляторів відповідно ускладнюються [58,59,60].

У зв'язку з цим інтерес представляють субоптимальні алгоритми некогерентного прийому сигналів із ФРМ-2, деякі з яких мало уступають

оптимальним за завадостійкістю, але в реалізації значно простіші. Один з методів побудови субоптимальних некогерентних алгоритмів сигналів із ФРМ-2 будь-якої кратності, заснований на тому, що множина рішень на виході оптимального некогерентного демодулятора сигналів із ФРМ-1 (тобто дозволена безліч перших різниць фази створює алгебраїчне кільце порядку R, яке можна зрівняти з ізоморфним кільцем цілих чисел від 0 до $R-1$). Отже, визначення переданого варіанту різниці фази можна здійснити шляхом обчислення різниці (по модулю R) двох R - них чисел, що послідовно з'являються на виході вказаного демодулятора ФРМ-1.

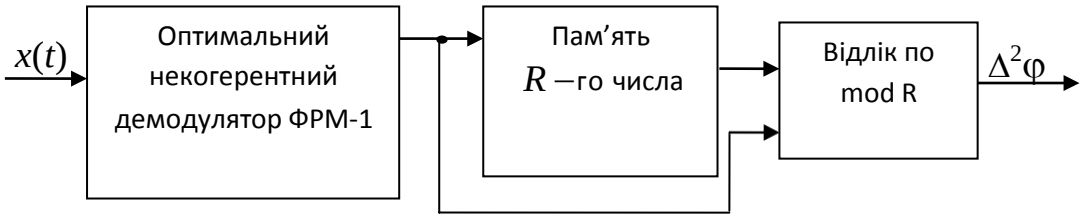


Рис. 3.16. Некогерентна обробка сигналів з ФРМ-2

Відповідна схема демодулятора представлена на рис. 3.16 [60,61]. Вона включає оптимальний некогерентний демодулятор сигналів із ФРМ першого порядку, пам'ять на час однієї посилки і пристрій відліку по модулю R. Число R залежить від кратності модуляції N і мінімального значення допустимої різниці фази $\Delta^2\varphi_0$: якщо $\Delta^2\varphi_0 = 0,$ то $R = 2^N$, якщо $\Delta^2\varphi_0 \neq 0,$ то $R = 2\pi / \Delta_2\varphi_0$.

3.2.2. Автокореляційна обробка фазомодулюваних сигналів

Найкращим при будь-яких умовах алгоритм, що базується на фундаментальному положенні теорії систем, відповідно деякій оптимальності завжди відносний, в тому змісті, що в залежності від обмежень, зумовлених характеристиками каналу і сигналу та

особливостями режиму роботи системи зв'язку в цілому, оптимальними по деякому наперед заданому критерію виявляються різні алгоритми [61, 62].

Нехай є два варіанти переданого сигналу $S_1(t)$ і $S_2(t)$ (сигнали невідомої форми)та відомий інтервал їхнього існування (0, τ). Ці сигнали можна представити у виді розкладу по системах ортонормованих функцій $\{\varphi_i\}$ і $\{\psi_i\}$:

$$S_1(t) = \sum_{i=1}^{2B} \alpha_i \varphi_i(t), \quad S_2(t) = \sum_{i=1}^{2B} \beta_i \psi_i(t) \tag{3.36}$$

де $2B-$ база очікуваних сигналів;

$$\alpha_i = \int_0^{\tau} S_1(t)\varphi_i(t)dt; \quad \beta_i = \int_0^{\tau} S_2(t)\psi_i(t)dt \tag{3.37}$$

Сигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ називаються сигналами невідомої форми, якщо відсутня будь-яка інформація про коефіцієнти φ_i та ψ_i [57,60]. При цьому відомі базисні функції φ_i та ψ_i система функцій $\{\varphi_i\}$ визначає підпростір можливих форм сигналу $S_1(t)$, а система функцій $\{\psi_i\}$ - підпростір можливих форм сигналу $S_2(t)$. Можна вважати, що в розглянутому випадку відомі підпростори очікуваних сигналів, визначаються відповідним набором базисних функцій і часовим інтервалом їхнього існування.

Якщо відомі розподіли коефіцієнтів α_i і β_i , то для синтезу оптимального алгоритму прийому сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ можна скористатися простим правилом максимальної правдоподібності; якщо ж розподіли α_i і β_i невідомі, то варто скористатися правилом загальної максимальної правдоподібності, відповідно до якого з двох можливих

гіпотез ($S_1(t)$ або $S_2(t)$) вибирається та, для якої більше максимум функції правдоподібності.

Для випадку сигналів з однаковою енергією, коли відомо, що

$$\sum_{i=1}^{2B} \alpha_i^2 = \sum_{i=1}^{2B} \beta_i^2 \tag{3.38}$$

варто вважати переданим сигнал $S_1(t)$, якщо

$$\sum_{i=1}^{2B} \left[\int_0^{\tau} x(t)\varphi_i(t)dt \right]^2 > \sum_{i=1}^{2B} \left[\int_0^{\tau} x(t)\psi_i(t)dt \right]^2 \tag{3.39}$$

і сигнал $S_2(t)$ у протилежному випадку [59, 60].

Неважко помітити, що в квадратних дужках у (3.39) стоять коефіцієнти розкладу прийнятого сигналу за базисними функціями φ_i и ψ_i, а суми квадратів цих коефіцієнтів (ліва і права частини (3.39)) дорівнюють енергії прийнятого сигналу в підпросторах $\{\varphi_i\}$ і $\{\psi_i\}$ відповідно. Тому алгоритм (3.39) можна представити в виді:

$$\int_0^{\tau} x_1^2(t)dt > \int_0^{\tau} x_2^2(t)dt, \tag{3.40}$$

де $x_1(t)$ і $x_2(t)$ – частини прийнятого сигналу, що знаходяться в підпросторах $\{\varphi_i\}$ і $\{\psi_i\}$.

Тому зміст отриманого алгоритму заключається в наступному; необхідно обчислити енергію сигналу, прийнятого в підпросторах першого і другого варіантів сигналу, і вважати переданим той варіант, у підпросторі якого обчислена енергія більше. У зв'язку з цим алгоритми прийому виду (3.39) і (3.40) називають енергетичними або

автокореляційними, маючи на увазі в останньому випадку, що при їхньому використанні в приймачі обчислюється згортка прийнятого сигналу з самим собою при тому або іншому часовому зсуві (в (3.40) цей зсув дорівнює нулю). Ці алгоритми справедливі при різних видах модуляції сигналу, причому для одержання відповідного часткового алгоритму варто підставити в (3.39) базисні функції, що відповідають даному виду модуляції [39, 40].

Пояснимо на прикладі прийому сигналів з частотною модуляцією. Нехай частоти несучих коливань сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ невідомі, проте відомі підпростори цих сигналів: $S_1(t)$ існує в смузі частот Δf_1, а $S_2(t)$ у смузі Δf_1, причому Δf_1 і Δf_2 не перекриваються. Такі сигнали є частковим випадком сигналів невідомої форми. Їх прийом відповідно до приведеного алгоритму енергетичної (автокореляційної) обробки проводиться в такий спосіб. На інтервалі посилки T обчислюється енергія прийнятого сигналу в смугах частот Δf_1 і Δf_2.Переданим вважається сигнал S_1, якщо енергія виявилася більшою в смузі Δf_1 і сигнал S_2 у протилежному випадку. При цьому інтеграл у лівій частині (3.40) є енергія сигналу, прийнятого в смузі частот Δf_1, а інтеграл у правій частині (3.40) - енергія сигналу, прийнятого в смузі частот Δf_2. Відповідно базисні функції φ_i в (3.39) є гармоніки частоти $2\pi/T$, що потрапляють в смугу $2\pi\Delta f_1$, а функції ψ_i - гармоніки, що попадають в смугу $2\pi\Delta f_2$ [60,61].

Зазначимо, що розглянуті алгоритми працюють не тільки при невідомій, але і при змінній формі сигналів проте, строго кажучи, допустимі лише такі зміни, при яких кожний з варіантів переданого сигналу не виходить за рамки певного для нього підпростору. При ФРМ-1 це означає, що сигнали з точністю до знаку повинні повторюватися на інтервалі двох посилок. Звідси, зокрема, випливають досить жорсткі вимоги до стабільності частоти несучого коливання при автокореляційному прийомі сигналів із ФРМ-1.)

Автокореляційні демодулятори сигналів із ФРМ-1 привертають увагу надзвичайною простотою, тому що для їх реалізації не потрібно ні пристроїв виділення когерентних опорних коливань, як у когерентних демодуляторах, ні кореляторів з квадратурними опорними коливаннями, як в оптимальних некогерентних демодуляторах [57,62]. Але потрібно враховувати, що потенційно автокореляційні демодулятори уступають по завадостійкості когерентним і оптимальним некогерентним. На відміну від них завадостійкість автокореляційних (енергетичних) демодуляторів залежать не тільки від відношення h^2 енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму, але й до бази прийнятої суміші сигналу з шумом, що залежить, у свою чергу, від ширини смуги пропускання F вхідного фільтра приймача. Чим більше база $2FT$, тим нижче завадостійкість при тій же h^2; чим складніше сигнал, тим більше його розмірність, тим більше за інших рівних умов імовірність помилки - такі особливості автокореляційного прийому [60,61].

Разом з тим при прийомі вузькосмугових сигналів з базою $B \approx 2$, автокореляційні демодулятори уступають оптимальним некогерентним незначно. При оцінці порівняльної завадостійкості когерентних і максимальних некогерентних демодуляторів, з одного боку, і автокореляційних, з іншого - не слід забувати, що перші мають перевагу лише при виконанні умов їх оптимальності і працездатності. Якщо ці умови не виконуються і має місце прийом сигналу апріорно невідомої форми, то автокореляційний демодулятор може забезпечити меншу ймовірність помилки [57,61]. Тому можна зробити висновок, що строгий мінімум імовірності помилки автокореляційний прийом (як метод, що випливає з правила узагальненої максимальної правдоподібності) забезпечує при рівномірно розподілених невідомих параметрах (коефіцієнтах розкладу сигналу невідомої форми).

Алгоритми автокореляційної обробки сигналів із ФРМ-1 безпосередньо випливають із правила загальної максимальної

правдоподібності (ЗМП) і в цьому змісті є оптимальними для сигналів невідомої форми [57,62]. Аналогічний оптимальний (у змісті ЗМП) алгоритм обробки сигналів із ФРМ-2 приводить до схеми енергетичного демодулятора. Як і у випадку оптимального некогерентного прийому, енергетичний демодулятор сигналів із ФРМ-2 перевершує за завадостійкістю еквівалентний йому автокореляційний демодулятор сигналів із ФРМ-1. Разом з тим завадостійкість демодуляторів цих типів залежить від стабільності частоти несучого коливання. Уникнути цю залежність вдається в автокореляційному демодуляторі ФРМ-2 [60,61].

Якщо при ФРМ-1 автокореляційний прийом привабливий, головним чином, своєю простотою, то при ФРМ-2 автокореляційний прийом, що є в цьому випадку однією із субмаксимальних модифікацій алгоритму прийому відповідних сигналів невідомої форми, має унікальну властивість інваріантості до частоти несучого коливання, властивістю, що не має місця ні при когерентному, ні при максимальному некогерентному методах обробки. Внаслідок цього автокореляційні алгоритми прийому сигналів із ФРМ-2 мають принципове значення в теорії і техніці зв'язку. Їх доцільно застосовувати в каналах з невизначеною частотою сигналу.

Розглянемо ситуації при яких складаються умови, що відповідають каналу з невизначеною частотою, внаслідок нестабільності частоти задавальних генераторів, у всіх ланках системи зв'язку невизначена частота несучого коливання має місце на початку будь-якого сеансу зв'язку, протягом всього інтервалу прийому при короткочасних сеансах, при передачі інформації в імпульсному або пакетному режимі, особливо якщо пакети формуються різними передавачами або в різних лініях зв'язку, а також у всіх інших випадках, коли до моменту початку обробки передісторія сигналу або відсутня, або дуже короткочасна. Невизначеність частоти сигналу, крім того, є наслідком ефекту Доплера, що виникає при зв'язку з швидкорухомими об'єктами або ретрансляції сигналів через рухомий ретранслятор [60,62].

При різних випадках руху об'єкта зв'язку можуть виникати непередбачені зміни частоти несучого коливання, що важко компенсувати за короткий час за допомогою пристроїв частотного автопідстроювання. В ряді випадків частотне автопідстроювання не реальне і у системах безперервної передачі інформації, якщо останні працюють по каналах зі змінними параметрами.

Таким чином, при передачі цифрової інформації різними каналами зв'язку виникає великий ряд ситуацій, при яких приймач повинний обробляти сигнал з невідомою або неточно відомою частотою несучого коливання - канали з невизначеною частотою сигналу. Таким каналам і ситуаціям адекватний автокореляційний метод прийому при використанні сигналів із ФРМ другого порядку.

Автокореляційні модеми з ФРМ-2 володіють властивістю відносної або абсолютної інваріантості до зміни частоти несучого коливання, використовуються в системах передачі цифрової інформації при зв'язку з швидкорухомими об'єктами, в системах супутникового зв'язку, а також в системах волоконно-оптичного зв'язку [63].

Скористаємося алгоритмом прийому сигналів невідомої форми (3.40) для синтезу відповідного алгоритму прийому сигналів з однократною ФРМ-1. У цьому випадку варіанти сигналу невідомої форми на інтервалі двох посилок можуть бути представлені:

$$\left.\begin{aligned} S_1(t) &= \begin{cases} f(t), & 0 < t < T, \\ f(t-T), & T < t < 2T; \end{cases} \\ S_2(t) &= \begin{cases} f(t), & 0 < t < T, \\ -f(t-T), & T < t < 2T, \end{cases} \end{aligned}\right\} \qquad (3.41)$$

де $f(T)-$ невідома функція. Для представлення сигналів S_1 і S_2 можна вибрати базисні функції наступного виду:

для $S_1(t)$

$$\left.\begin{array}{l}
\varphi_i(t) = (1/T)\sin i\omega_0 t, \qquad 0 < t < T, \\
\varphi^*_i(t) = (1/T)\cos i\omega_0 t, \qquad T < t < 2T; \\
\\
\text{для } \; S_2(t) \\
\\
\psi_i(t) = \begin{cases} (1/T)\sin i\omega_0 t, & 0 < t < T, \\ (-1/T)\sin i\omega_0 t, & T < t < 2T; \end{cases} \\
\psi^*_i(t) = \begin{cases} (1/T)\cos i\omega_0 t, & 0 < t < T, \\ (-1/T)\cos i\omega_0 t, & T < t < 2T; \end{cases}
\end{array}\right\} \qquad (3.42)$$

де $\omega_0 = 2\pi/T$. Функції (3.42) при $i = 1$ представлені на рис. 3.17.

Базисні функції (3.42) визначають два непересічні підпростори, що відповідають двом варіантам переданого сигналу, один із яких має стрибок фаз усіх частотних складових на 180°, а другий не має стрибка фаз [57,63].

Поряд із зазначеною розбивкою переданих при ФРМ сигналів на два непересічні підпростори можна запропонувати й іншу розбивку, при якій ці підпростори мають різні частотні складові. Дійсно, оскільки сигнал $S_1(t)$ на інтервалі $(T, 2T)$ такий же, як на інтервалі $(0, T)$, то в розкладанні сигналу по гармоніках частоти π/T відповідають всі непарні гармоніки, а в аналогічному розкладі сигналу $S_2(t)$, що на інтервалі $(T, 2T)$ повторює сигнал на інтервалі $(0, T)$ зі зворотним знаком, відповідають всі парні гармоніки.

Таким чином, при ФРМ базис підпростору сигналу $S_1(t)$ складають парні гармоніки частоти π/T, а базис підпростору сигналу $S_2(t)$ - непарні:

$$\left.\begin{aligned} S_1(t) &= \sum_{i=1}^{B} a_{2i} \sin 2i\frac{\pi}{T} t + b_{2i} \cos 2i\frac{\pi}{T} t; \\ S_2(t) &= \sum_{i=1}^{B} a_{2i-1} \sin(2i-1)\frac{\pi}{T} t + b_{2i-1} \cos(2i-1)\frac{\pi}{T} t. \end{aligned}\right\} \qquad (3.43)$$

Схематичне зображення відповідних (3.43) підпросторів сигналів S_1 і S_2 представлений на рис. 3.18.

Знайдемо оптимальний алгоритм прийому сигналів невідомої форми з ФРМ. Для цього перепишемо загальний алгоритм (3.39) у наступному виді:

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{B} \left\{ \left[\int_0^{2T} x(t)\varphi_i(t)dt \right]^2 + \left[\int_0^{2T} x(t)\varphi^*_i(t)dt \right]^2 \right\} > \\ &> \sum_{i=1}^{B} \left\{ \left[\int_0^{2T} x(t)\psi_i(t)dt \right]^2 + \left[\int_0^{2T} x(t)\psi^*_i(t)dt \right]^2 \right\} \end{aligned} \qquad (3.44)$$

У порівнянні з (3.39) у (3.44) прийнятий інтервал інтегрування $\tau = 2T$, так як при ФРМ кожен інформаційний символ визначається двома посилками сигналу. Підставивши (3.42) у (3.44), отримаємо:

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{B} \left\{ \left[\int_0^{T} x(t)\sin i\omega_0 t dt + \int_T^{2T} x(t)\sin i\omega_0 t dt \right]^2 + \right. \\ &\left. + \left[\int_0^{T} x(t)\cos i\omega_0 t dt + \int_T^{2T} x(t)\cos i\omega_0 t dt \right]^2 \right\} > \\ &> \sum_{i=1}^{B} \left\{ \left[\int_0^{T} x(t)\sin i\omega_0 t dt - \int_T^{2T} x(t)\sin i\omega_0 t dt \right]^2 + \right. \\ &\left. + \left[\int_0^{T} x(t)\cos i\omega_0 t dt - \int_T^{2T} x(t)\cos i\omega_0 t dt \right]^2 \right\} \end{aligned} \qquad (3.45)$$

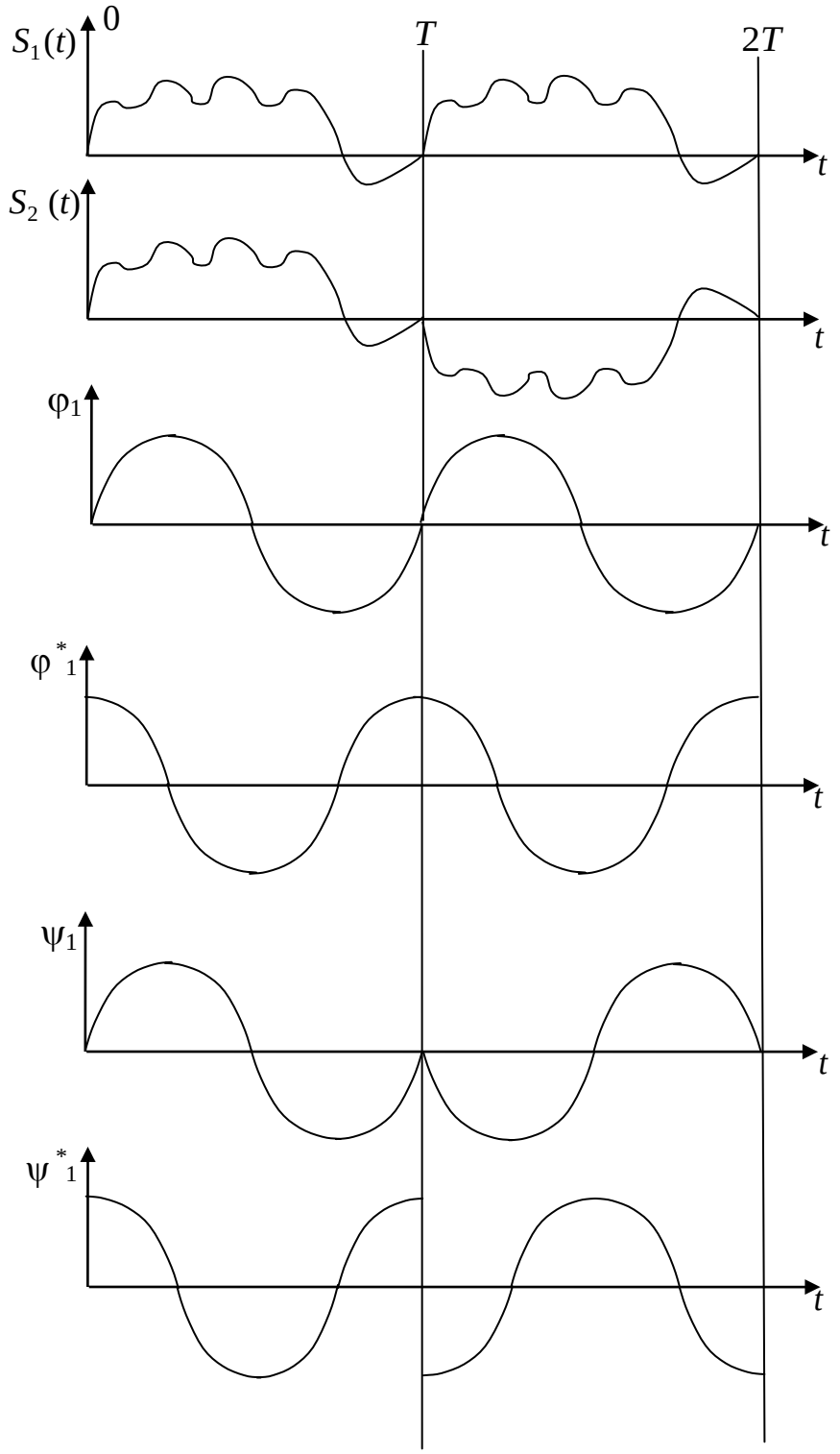


Рис. 3.17. Варіанти сигналу невідомої форми з ФРМ та їх базисні функції на двох посилках

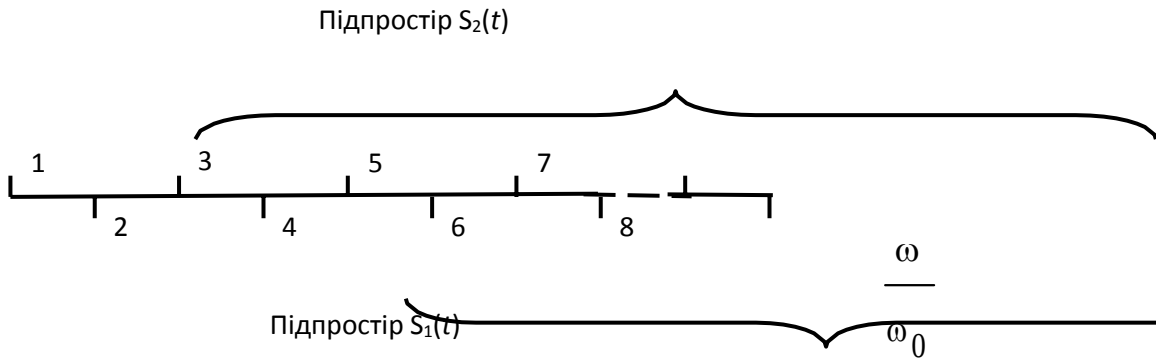


Рис. 3.18. Підпростори варіантів сигналу з ФРМ невідомої форми

Звівши до квадрату і скоротивши однакові члени в лівій і правій частинах (3.45), одержимо:

$$J = \operatorname{sgn}\sum_{i=1}^{B}\left[\int_0^T x(t)\sin i\omega_0 t dt \int_T^{2T} x(t)\sin i\omega_0 t dt + \right.$$
$$\left. + \int_0^T x(t)\cos i\omega_0 t dt \int_T^{2T} x(t)\cos i\omega_0 t dt\right]. \qquad (3.46)$$

Інтеграли в (3.46) в межах $0, T$ пропорційні коефіцієнтам розкладу прийнятого сигналу на інтервалі від 0 до T, а інтеграли в межах $T, 2T$ - коефіцієнтам розкладу прийнятого сигналу на інтервалі від T до $2T$. Отже, сума добутків цих коефіцієнтів пропорційна скалярному добуткові сигналів на двох сусідніх посилках, тобто (3.46) можна записати у виді:

$$J = \operatorname{sgn}\int_0^T x(t)x(t-T)dt, \qquad (3.47)$$

що співпадає з алгоритмом автокореляційного прийому сигналів з однократною ФРМ.

Таким чином, використання оптимального алгоритму прийому сигналів невідомої форми, що реалізує правило загальної максимальної

правдоподібності, у випадку ФРМ-1 приводить до автокореляційної схеми обробки сигналу, представленої на рис. 3.19 [63].

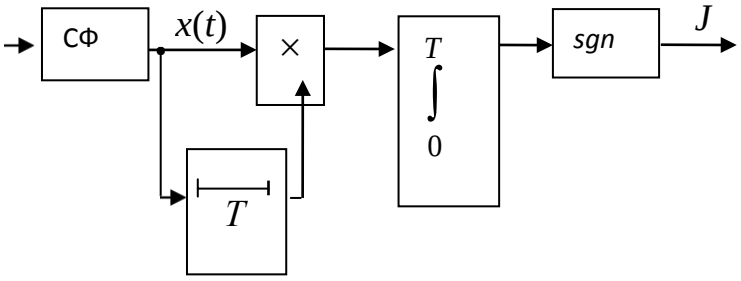


Рис. 3.19. Оптимальний автокореляційний демодулятор сигналів з однократною ФРМ-1

Вхідний сигнал надходить на смуговий фільтр (СФ), що відіграє в автокореляційному демодуляторі двояку роль [63].

По-перше, він виконує звичайну функцію селекції корисного сигналу по частоті. Така селекція необхідна в тих випадках, коли на вхід демодулятора надходить груповий сигнал системи передачі з ЧРК та в інших випадках. У цій функції аналогічний вхідний смуговий фільтр застосовується і на вході когерентних і оптимальних некогерентних демодуляторів. По-друге, вхідний смуговий фільтр служить для обмеження спектра (а, отже, і потужності) флуктуаційного шуму, що надходить на вхід демодулятора, оскільки при автокореляційному методі прийому, навідміну від кореляційних методів - когерентного й оптимального некогерентного, завадостійкість залежить від ширини смуги частот (потужності) шуму, а не тільки від його спектральної щільності [63, 64].

На перший погляд, може здаватися, що в алгоритмі автокореляційної обробки (3.47) не передбачається смугова фільтрація сигналу. Однак, якщо звернутися до алгоритму (3.44), з якого

отриманий алгоритм (3.47), то видно, що сигнал $x(t)$ представлений у виді розкладання по сукупності B гармонійних складових і, отже, обмежений по частоті смугою $F=B/T$.

Принципово важливим елементом автокореляційного демодулятора сигналів із ФРМ-1 є елемент пам'яті або лінія затримки сигналу на тривалість посилки T. До тривалості затримки тут пред'являються досить жорсткі вимоги. Якщо в системах з автокореляційним прийомом сигналів ФРМ першого порядку співвідношення між частотою несучого коливання і тривалістю посилки не може бути довільним: в посилці тривалістю T повинно укладатися ціле число періодів несучого коливання частоти ω, тобто $\omega T = 2\pi k$, де k - ціле, тільки в цьому випадку форма сигналу повторюється на двох посилках, що є необхідною умовою оптимальності алгоритму прийому сигналів з ФРМ-1 невідомої форми. Відхилення від співвідношення $\omega T = 2\pi k$ викликані нестабільністю частоти ω, або ж затримки T, приводять до зниження завадостійкості, а потім і до втрати працездатності демодулятора. Допустимі відхилення частоти $\Delta\omega$ і затримки ΔT можна визначити із співвідношення

$$\Delta\varphi_{доп} = \Delta\omega T + \omega\Delta T + \Delta\omega\Delta T \qquad (3.48)$$

де $\Delta\varphi_{доп}$ – допустимий паразитний фазовий зсув між коливаннями сусідніх елементів сигналу з ФРМ-1. Для збереження досить високої завадостійкості значення $\Delta\varphi_{доп}$ не повинно перевершувати частки (5..10%) мінімального дозволеного стрибка фази, що складає π при однократній ФРМ, $\pi/2$ – при двократній, $\pi/4$ – при трикратній і т.д. Варто звернути увагу на те, що, як видно з (3.48), відхилення частоти і затримки можуть компенсувати один одного, якщо вони мають різні знаки. На цьому, зокрема, базуються методи адаптивної корекції

нестабільності затримки. Звичайно допустимі відхилення частоти і затримки визначають при фіксованому і рівному номінальному значенні одного з цих параметрів, наприклад визначають $\Delta\omega_{доп}$ при $\Delta T = 0$ або $\Delta\grave{O}_{доп}$ при $\Delta\omega = 0$. При точній частоті несучого коливання ($\Delta\omega = 0$) припустима нестабільність тривалості затримки $\Delta T_{доп}$ випливає з простого співвідношення

$$\Delta T_{доп} = \Delta\varphi_{доп}/\omega . \qquad (3.49)$$

Звідси видно, що краще зменшувати частоту ω несучої, щоб послабить вимоги до стабільності лінії затримки. У зв'язку з цим, в автокореляційних демодуляторах іноді звертаються до переносу спектра прийнятого сигналу на більш низьку проміжну частоту. Граничним випадком такого перетворення є «перенесення на нульову частоту», тобто виділення квадратурних огинаючих сигналів, за допомогою згортки з опорним коливанням, що співпадає за частотою з несучим коливанням, котре приводить до схеми, еквівалентної оптимальному некогерентному демодулятору [49,65].

Поряд з алгоритмом (3.47) і схемою, приведеної на рис. 3.19, існують і інші еквівалентні їм алгоритми та схеми автокореляційної обробки сигналів із ФРМ-1, котрі не потребують безпосереднього обчислення коефіцієнта кореляції прийнятого сигналу [63].

При цифровій реалізації зручно користуватися алгоритмом (3.47) і схемою рис. 3.19, причому, питання реалізації вирішується в значній мірі в залежності від наявної елементної бази для конкретного діапазону частот і швидкостей передачі.

Дослідження алгоритмів роботи демодуляторів сигналів із ФРМ-2 проводяться аналогічно демодуляторів сигналів із ФРМ-1 за загальним оптимальним алгоритмом прийому сигналів невідомої форми.

Особливість синтезу оптимального автокореляції алгоритму прийому сигналів із ФРМ-2 у порівнянні з ФРМ-1 полягає в тому, що варіанти переданого сигналу при ФРМ-2 не ортогональні. Внаслідок цього підпростори варіантів сигналу при ФРМ-2 пересікаються, і енергія одного з варіантів сигналу, що попадає в підпростір іншого, не дорівнює нулеві. Неважко, переконатися, що перетинання підпросторів варіантів сигналу при однократній ФРМ-2 симетричні, тобто частка енергії першого варіанта, що попадає в підпростір іншого, дорівнює частці енергії іншого, що попадає в підпростір першого. У даному випадку, як і при ортогональних сигналах, загальний алгоритм (3.39) може бути використаний для синтезу алгоритму прийому, що відповідає правилу узагальненої максимальної правдоподібності.

На рис. 3.20 представлені чотири можливих варіанти довільного двопозиційного сигналу на трьох посилках при фіксованому сигналі на першій посилці: S_1, S_2, S_3 та S_4. На кожній з посилок тривалістю T сигнал може приймати одне з двох значень, що відрізняються знаком. Якщо передаються варіанти S_1 або S_2, це відповідає другій різниці фаз $\Delta^2\varphi = 0$, якщо ж S_3 або S_4, то $\Delta^2\varphi = \pi$.

Знайдемо згортки варіантів сигналу

$$(S_i, S_j) = \int_0^{3T} S_i(t) S_j(t) dt = \begin{cases} 3E & \text{при } i = j \\ \pm E & \text{при } i \neq j \end{cases},$$

де E - енергія сигналу на одній посилці; $i, j = 1,\ 2,\ 3,\ 4$. Сигнали $S_1 ... S_4$ неортогональні, проте їх взаємні скалярні добутки рівні по модулі. Для того щоб скористатися загальним алгоритмом прийому сигналів невідомої форми, варто підставити в нього базисні функції варіантів сигналу:

$$\left.\begin{array}{l}
\text{для } S_1(t) \\
\varphi_{1i} = \sin i\omega_0 t, \quad 0 < t < T; \\
\text{для } S_2(t) \\
\varphi_{2i} = \sin i\omega_0 tv, \quad \begin{cases} 0 < t < T, \\ 2T < t < 3T, \end{cases} \\
\varphi_{2i} = -\sin i\omega_0 t, \quad T < t < 2T; \\
\text{для } S_3(t) \\
\varphi_{3i} = \sin i\omega_0 tv, \quad 0 < t < 2T, \\
\varphi_{3i} = -\sin i\omega_0 t, \quad 2T < t < 3T; \\
\text{для } S_4(t) \\
\varphi_{4i} = \sin i\omega_0 tv, \quad 0 < t < 2T, \\
\varphi_{43i} = -\sin i\omega_0 t, \quad T < t < 3T;
\end{array}\right\} \qquad (3.50)$$

де $\omega_0 = 2\pi / T$. На рис. 3.20 як приклад показані базисні функції φ_{11}, φ_{21}, φ_{31} и φ_{41}.

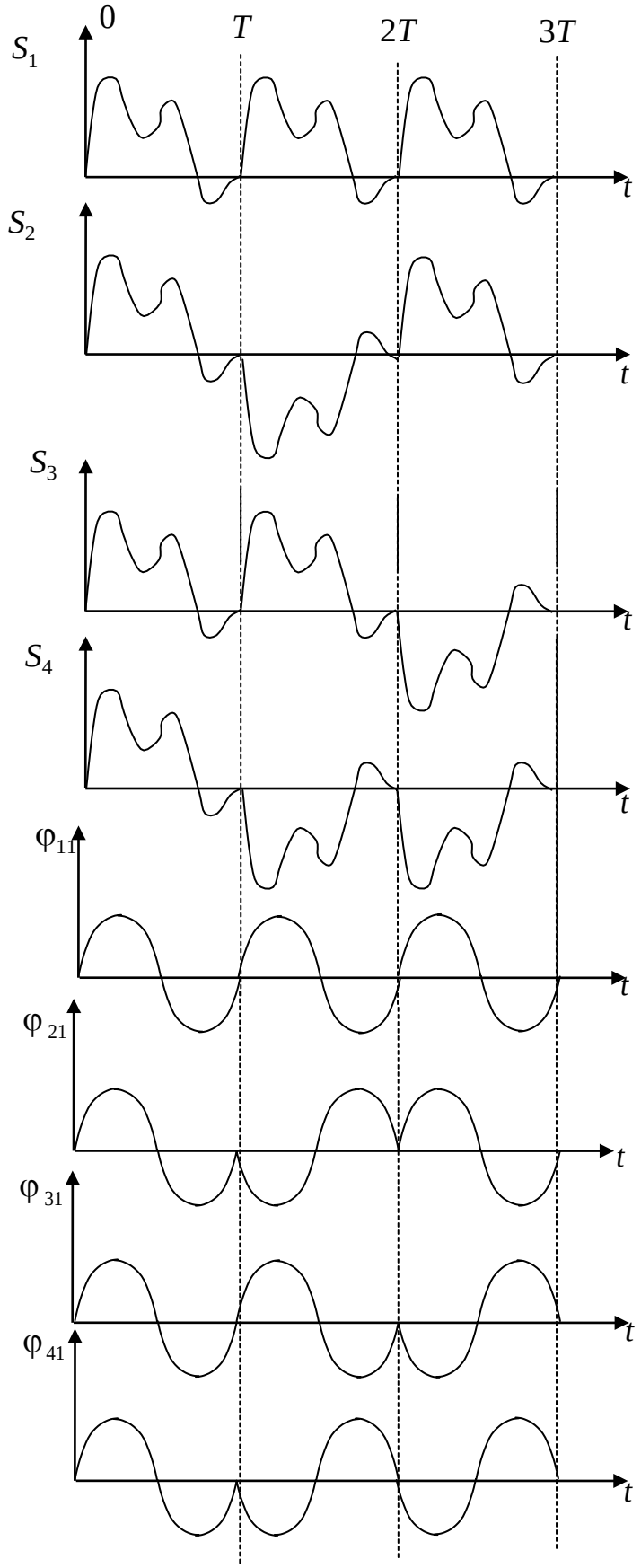

0
T
2T
3T
S1
S2
S3
S4
φ11
φ 21
φ 31
φ 41
t

Рис. 3.20. Варіанти сигналу невідомої форми на трьох посилках та їх базисні функції

Вимоги до стабільності частоти сигналу і тривалості затримки демодуляторів сигналів із ФРМ-2 такі ж, як для автокореляційних демодуляторів сигналів із ФРМ-1.

Схему побудови оптимального енергетичного (автокореляційного) демодулятора сигналів з однократною ФРМ-2 поано на рис.3.21 [63].

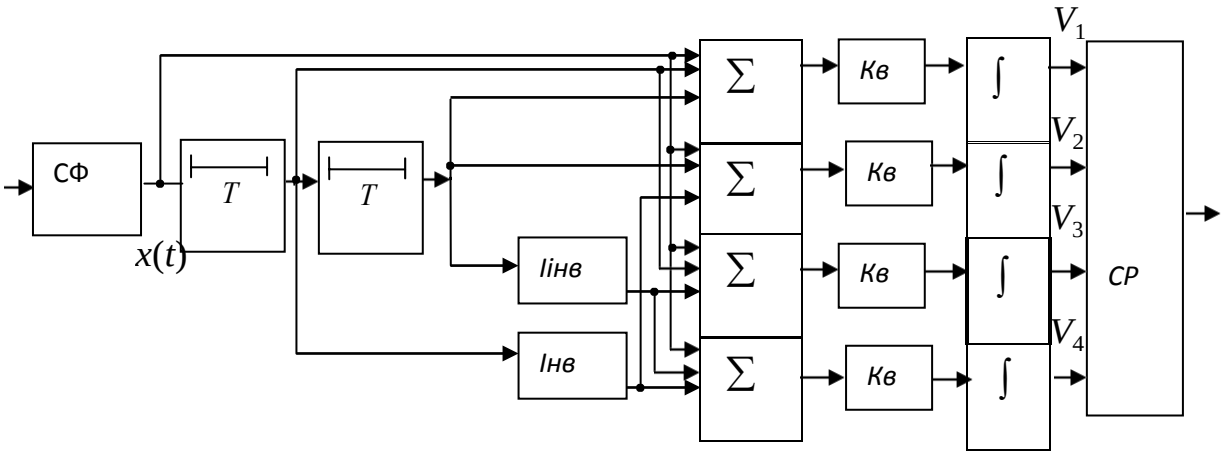


Рис. 3.21. Оптимальний енергетичний (автокореляційний) демодулятор сигналів з однократною ФРМ-2

При дослідженні автокореляційного прийому сигналу з багатократною ФРМ користуються тими ж методами обробки, що мають загальні закономірності: при збільшення числа позицій різниці фаз і відповідному збільшенні швидкості передачі завадостійкість помітно зменшується. При переході від однократної ФРМ до двократної з незмінною швидкістю передачі завадостійкість зменшується незначно. Найчастіше використовуються на практиці автокореляційні модеми з двократною ФРМ-1, котрі дозволяють при тій же швидкості передачі, що і

модеми з однократною ФРМ-1 майже вдвічі скоротити смугу частот при незначних енергетичних втратах.

3.3. Оптимальний енергетичний прийом при невідомих апріорних даних

Задача обробки інформації (ОІ) стосовно вхідних впливів – це виявлення моменту зміни (чи появи) вхідного сигналу $S(t)$ (зміна рівня сигналу, зміна частоти, поява імпульсного сигналу та ін.). Зовнішні завади $b_1(t)$ спотворюють вхідний сигнал, тому виділити його можна на основі статистичних розходжень між завадою $b_1(t)$ і сумішшю $b_1(t)+S(t)$. Додаткові завади $b_2(t)...b_5(t)$, що спотворюють вхідний сигнал в обладнанні ТС, вносяться при перетворенні сигналу до введення в цифрове обладнання обробки. Алгоритм функціонування обладнання ТС має три етапи ОІ: первинний, вторинний і третинний (комплексний) [64].

На етапі первинної обробки рішаються задачі виявлення, виміру інформативних параметрів і визначеня сигналів на фоні завад. Результати первинної обробки представляють собою сукупність рішень про наявність чи відсутність сигналу зі всієї множини альтернатив, що перевіряються. На етапі вторинної обробки інформації здійснюється виявлення закономірностей у поводженні вхідного сигналу (траєкторія, вид кривої росту, тенденція зміни і т.д.). На етапі третинної обробки інформації виконується спільна обробка даних від різних джерел і виявляються загальні закономірності для створення сигналів управління об'єктом.

Структуру вхідної інформації в обладнанні обробки інформації подано на рис.3.22 [64].

На схемі рис.3.22 подано: ДС – джерело (давач) сигналу; ПП - підсилювач-перетворювач вхідного сигналу; АЦП - аналого-цифровий перетворювач (перетворювач вхідної інформації для обробки в обладнанні

ОІ); $b_2(t)$, $b_4(t)$ - завади передавання сигналу у вхідних ланцюгах, $b_3(t)$, $b_5(t)$ - завади пристроїв підсилення і перетворення сигналу

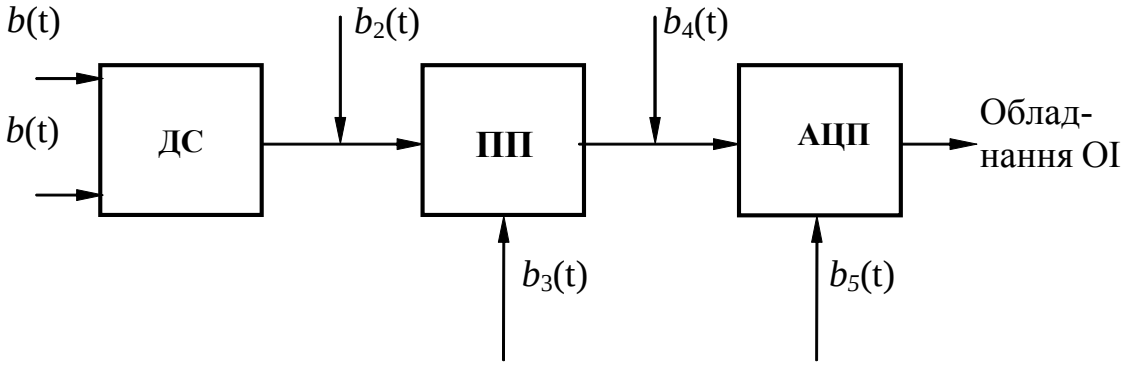


Рис. 3.22. Структура вхідної інформації в обладнанні обробки інформації:

Такий розподіл на етапи обробки є умовним, але зручним з погляду формулювання часткових критеріїв ефективності, він відбиває структуру більшості обладнання ТС обробки сигналів у реальному часі. Найбільш складним при розробці структури і програмного забезпечення обладнання ТС є етап первинної обробки сигналів, тому що при проектуванні обладнання ТС часто відсутні точні відомості про характер завад, котрі змінюються [64, 65].

Тому однією з основних проблем, що виникають, є забезпечення стійкості параметрів первинної обробки до вигляду і характеру випадкових завад. Вирішення цієї проблеми вимагає, насамперед, розробки відповідного алгоритмічного забезпечення систем первинної обробки, що враховує новітні технології математичної статистики.

Висновки до розділу 3

В розділі надано результати досліджент невідповідностей, які виникають на різних етапах виявлення та оброки сигналу на фоні завад.

1. Розроблено універсальний алгоритм оптимального прийому багатопозиційних АФМ сигналів в багатоканальних модемах із

взаємоортогональними сигналами, що базується на максимально правдоподібному оцінювані варіантів сигналу.

2. Розроблено часткові алгоритми когерентної обробки ефективних систем багатопозиційних сигналів.

3. За допомогою статистичного моделювання на ЕОМ знайдено характеристики завадостійкості розроблених алгоритмів в залежності від тривалості інтервалу усереднення оцінюваних параметрів.

4. Надано пропозиції щодо вибору оптимального багатопозиційного сигналу для каналу зв’язку з визначеним відношенням сигнал/шум. Визначено, що завадостійкість розробленого алгоритму когерентного прийому сигналів з плинно змінними параметрами наближена до потенційного при тривалості усереднення більше 20 посилок.

РОЗДІЛ 4
ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ПРИЙОМУ БАГАТОВИМІРНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ВПЛИВУ МІЖКАНАЛЬНИХ ЗАВАД

4.1. Дослідження задачі виявлення сигналів в умовах апріорної невизначеності та методи їх рішення

4.1.1 Огляд методів вирішення задачі виявлення сигналів в умовах апріорної невизначеності та методи їх рішення

Для успішного функціонування ТС необхідно забезпечити, насамперед, якісний контроль параметрів мережних елементів. Отже фактично доводиться розв’язувати задачу в умовах апріорної невизначеності.

Згідно зі статистичним трактуванням задачі виявлення вхідних даних, котрі надходять на виявник, розглядатимемо як масив вибіркових значень *X*, що має визначений розподіл імовірностей. Випадковість масиву *X* зумовлена впливом випадкових завад, а також недосконалістю технічних засобів (похибками вимірювань або перетворень фізичних величин, шумами приймально-підсилюючих пристроїв та ін.) На підставі апріорних відомостей про властивості масиву вибіркових значень *X* як за відсутності, так і за наявності сигналу, формулюються відповідно досліджувальна та альтернативна статистичні гіпотези (тобто деякі припущення про види розподілів імовірностей *X*) [65,66].

У залежності від ступеня конкретизації цих припущень і прийнятого критерію якості вибираються тестова статистика *V(X),* тобто деякий функціонал від вхідних даних, і порогова константа *П.* Рішення приймається шляхом порівняння значення *V(X),* отриманого по даним конкретної реалізації масиву *X* з пороговою константою *П.* Якщо $V(X) \geq П$, то приймається рішення на користь альтернативної гіпотези, тобто про наявність сигналу, у протилежному випадку - на користь припущеної

гіпотези - про відсутність сигналу. Таким чином, виявник повинен містити обчислювач тестової статистики *V(X)* і пороговий пристрій.

Результат роботи визначника можна розглядати як оцінку $\vec{\nu}$ - формального параметра ситуації ν , який дорівнює 0 при відсутності сигналу, і рівного 1 - при його наявності. Через присутність випадкових завад значення параметра $\vec{\nu}$ не завжди співпадає з дійсним значенням ν , а лише з деякою ймовірністю, яка при $\vec{\nu}=1$ і $\nu=1$ називається ймовірністю правильного визначення *D*, а при $\vec{\nu}=1$ і $\nu=0$ – ймовірністю хибної тривоги *a*. Параметри *D* і *a* характеризують якість роботи визначника, яка тим вища, чим менше значення *a* і більше *D* [65,66].

Як відомо, оптимальний демодулятор за критерієм Неймана-Пірсона максимізує ймовірність правильного прийому *D*, коли задано ймовірність хибної тривоги *a*. Значення *D* та *a* залежить від виду статистики *V(x)*. Можливість оптимального вибору *V(x)* визначається повнотою і достовірністю апріорної інформації про властивості розподілів масиву вибіркових значень *X*.

Залежно від ступеня деталізації цих повідомлень використовують наступні методи статистичної обробки [65,66, 67].

Оптимальні методи. Оптимальні (класичні) методи використовують за умови, коли відомі функціональний вид розподілу вибіркових значень і всі його параметри. У цьому випадку найвища якість визначення за відомим критерієм Неймана – Пірсона, який забезпечує фунціонал відношення правдоподібності:

$$V(x) = \alpha(x) = \frac{f(x/\nu=1)}{f(x/\nu=0)}, \tag{4.1}$$

де $f(x/\nu)$ - спільний розподіл імовірностей масиву вибіркових значень в ситуації ν .

Тоді порогова константа *П* обчислюється як розв'язок рівняння

$$P_{\lambda}(\Pi/\nu = 0) = 1 - a, \tag{4.2}$$

де $P_{\lambda}(\Pi/\nu)$- інтегральна функція розподілу статистики (4.1).

Адаптивні методи. Адаптивні методи використовують, якщо розподіл вхідних даних відомий з точністю до масиву невідомих параметрів δ . У цьому випадку оптимізація *V(x)* за класичними критеріями неможлива. Потрібно звертатись до використання некласичних методів оптимізації, побудованих на принципах незміщеності, інваріантності подібності тощо. Використовують також некласичні критерії якості. Але незалежно від прийнятого методу загальний результат такий: у відношення правдоподібності, обчислене при відомому масиві параметрів δ, підставяємо оптимальну оцінку $\vec{\delta}$, здобуту або безпосередньо за масивом *X*, або за спеціальним масивом *Y*. Таким чином, ця група методів відрізняється від попередньої введенням до складу визначника блока адаптації, який оцінює невідомі параметри сигналу і завади.

Непараметричні методи. Непараметричні методи використовують, коли функціональний вид розподілу вхідних даних невідомий, а задано - лише загальні відмінності між ситуаціями наявності і відсутності сигналу.

Нехай масив вибіркових значень *X* складається з *n*-елементів $\{x_1,...,x_n\}$. У багатьох випадках спільний *n*-мірний розподіл імовірностей вибірок $f(x_1,...,x_n/\nu)$ має властивість інваріантності до перестановок аргументів, тобто:

$$f(x_1,...,x_n/\nu) = f(x_{k1},...,x_{kn}/\nu), \tag{4.3}$$

де $\{k_1,..., k_n\}$ - довільна перестановка цілих чисел від *1* до *n*. Умова (4.3) в окремих випадках виконується, якщо

$$f(x_1,...,x_n / \nu) = \prod_{i=1}^{n} f(x_i / \nu), \tag{4.4}$$

тобто вибірки $\{x_1,...,x_n\}$ статистично незалежні і мають однаковий одномірний розподіл $f(x/\nu)$. Якщо умови (4.3) і (4.4) виконуються для $\nu = 0$ і не виконуються для ν=1, то задачу визначення сигналу можна сформулювати як перевірку виконання вказаних нерівностей. Конкретний вид розподілу при цьому знати не обов'язково.

Інформативним параметром розподілу, який не залежить від його конкретного виду, може бути властивість симетрії:

$$f(x/\nu = 0) = f(-x/\nu = 0), \tag{4.5}$$

на противагу альтернативній гіпотезі про те, що розподіл несиметричний.

Існування відмінності між розподілами масиву *X* у ситуаціях ν=0 і ν =1 можна сформулювати як гіпотезу зсуву розподілу вправо:

$$F(x/\nu = 1) \le F(x/\nu = 0), \tag{4.6}$$

де *F* - одномірна інтегральна функція розподілу вибірок $\{x_1,..., x_n\}$. Тоді

$$F(x/\nu) = \int_{-\infty}^{x} f(y/\nu)dy. \qquad (4.7)$$

Фактично нерівність (4.6) означає, що за наявності сигналу вибіркові значення фізичних величин у середньому більші, ніж за його відсутності. Можливий також зсув розподілу вліво, якому відповідає нерівність, протилежна виразу (4.6). У цьому разі сигнальні вибірки будуть у середньому менші за величиною, ніж завадові. Окремим випадком гіпотези зсуву є гіпотеза зсуву середнього значення:

$$f(x/\nu) = f(x - \nu\alpha), \qquad (4.8)$$

де a – деяка константа.

Дослідження показують, що апріорна інформація, яка використовується під час синтезу непараметричних виявлень - має швидше якісний, ніж кількісний характер. Непараметричні методи обробки відрізняються від класичних і адаптивних. Відмінність від останніх полягає в тому, що в непараметричних методах головний акцент ставиться не на оптимізації характеристик системи, а на забезпеченні їх нечутливості до умов функціонування. Тому, непараметричними вважають системи визначення сигналів, рівень a_0 хибних тривог яких інваріантний щодо функціонального виду розподілу завади. Оскільки рівень a_0 однозначно визначається функцією розподілу тестової статистики, то звідси випливають дві вимоги до *V(x)*: по-перше, її розподіл за відсутності сигналу має бути точно відомим і незмінним, яким би не був розподіл завади на вході системи; по-друге – у разі появи сигналу інваріантність розподілу *V(x)* має порушуватись, щоб зберігалась можливість розпізнавання ситуацій $\nu = 0$ і $\nu = 1$. Синтез

непараметричних процедур обробки сигналів проводиться переважно евристичними методами.

Деякі закономірності цих методів: практично всі непараметричні визначники містять як складовий елемент пристрої, що виконують деяке інваріантне перетворення *S* масиву вибіркових значень *X*. У результаті цього перетворення утворюється новий масив *Z*=*SX*, розподіл елементів якого при відсутності сигналу ($\nu = 0$) точно відомий.

Перетворення *S*, яке вибирається евристично, дає змогу звести задачу визначення сигналу на фоні завад з невідомим розподілом до задачі перевірки простої гіпотези відносно розподілу масиву *Z*. Відповідно і синтез непараметричних визначників виконують в два етапи: на першому вибирають вид інваріантного перетворення *S*, на другому – спосіб обробки перетворюваних даних [67,68].

Одним їз найпростіших прикладів перетворення є жорстке обмеження:

$$Z_i = \mathrm{sgn}(x_i) = \begin{cases} 1, x_i \geq 0 \\ 0, x_i < 0 \end{cases} . \qquad (4.9)$$

Якщо гіпотеза симетрії (4.5) правильна, то неважко переконатись, що поява одиниць і нулів на виході обмежувача (4.9) рівноймовірна.

$$P(z_i = 1/\nu = 0) = P(z_i = 0/\nu = 0) = 1/2 \ . \qquad (4.10)$$

Отже, (4.9) переводить масив з довільним симетричним, відносно нульового рівня розподілом, до нового масиву. З появою сигналу симетрія розподілу порушується (що особливо важливо). Тоді задачу виявлення можна звести до перевірки простої гіпотези (4.10) щодо альтернативної гіпотези $P(z_i = 1/\nu = 1) > 1/2$.

Рішенням такої задачі є критерій знаків, який передбачає додавання знаків елементів вибірки

$$V(x) = \sum_{i=1}^{n} \operatorname{sgn}(x_i) \tag{4.11}$$

і аналіз накопиченого значення з порогом. Статистика (4.11) - це кількість переваг в серії n незалежних досліджень, тобто підпорядковується біноміальному розподілу, причому n за відсутності сигналу ймовірність переваги дорівнює 1/2, а за його наявності перевищує 1/2. Отже, (4.11) задовольняє дві вище наведені умови: при $\nu = 0$ її розподіл точно відомий і незмінний, яким би не був вихідний симетричний розподіл $f(x/\nu = 0)$, а при $\nu = 1$ розподіл статистики (4.11) чутливий до наявності сигналу.

Окрім жорсткого обмеження, відомі також наступні види перетворень [68,69].

Перестановка елементів вибірки. Якщо справедлива гіпотеза випадковості (4.3), то всі перестановки елементів вибірки рівноймовірні незалежно від виду їх розподілу.

Порядкові статистики. Вихідна вибірка $\{x_1,...,x_n\}$ упорядковується за величиною і організується в так званий варіаційний ряд, в якому $x^{(1)}$- найменший елемент вибірки, $x^{(2)}$- другий за обсолютною величиною елемент; $x^{(R)}$- R-й за абсолютною величиною елемент; $x^{(n)}$- максимальний елемент, тобто:

$$x^{(1)} < x^{(2)} ... < x^{(R)} ... < x^{(n)}. \tag{4.12}$$

Випадкова величина $x^{(R)}$ називається R-ою порядковою статистикою. Її інваріантна властивість полягає в тому, що із збільшенням обсягу вибірки значення $x^{(R)}$ збігається за ймовірністю з квантованим рівнем $R/(n+1)$

незалежно від виду розподілу вихідної вибірки (якщо лише для нього виконується рівність (4.4)).

Ранги. Рангом i-го елементу x_i масиву вибіркових значень X вважається порядковий номер R_i цього елементу в варіаційному ряді, тобто:

$$x_i = x^{(R_i)}. \tag{4.13}$$

Як відомо, формально процедуру обчислення рангу можна представити у вигляді:

$$R_i = \sum_{k=1}^{n} \operatorname{sgn}(x_i - x_k). \tag{4.14}$$

Сукупність рангів $\{R_1,...,R_n\}$ усіх елементів вибірки $\{x_1,...,x_n\}$ утворює деяку перестановку чисел від 1 до n. Згідно гіпотези випадковості (4.3) усі такі перестановки рівноймовірні. Отже, незалежно від конкретного закону розподілу вихідної вибірки $\{x_1,...,x_n\}$ спільний розподіл рангів $\{R_1,...,R_n\}$ є рівномірним:

$$P(R_1,..., R_n) = \frac{1}{n!}. \tag{4.15}$$

Представлений алгоритм виявлення сигналу на фоні завад (рис.4.2) ілюструє порівняння параметричного і непараметричного методів підходу до прийому сигналів [68,70].

Аналіз методів виявлення сигналу показує, що наведений перелік інваріантних перетворень не є, безумовно, вичерпним, але він підтверджує неоднозначність вибору перетворень масиву S. Критерієм вибору є не тільки

дослідження заданих інваріантних властивостей рівня неправдоподібних тривог до виду розподілу, але і максимально можливе зберігання інформації про сигнал, що дає змогу його виявити [70].

4.1.2. Аналіз властивостей рангових алгоритмів

До визначення рангів (4.14) можна прийти в такий спосіб [71,72]. Припустимо, що вид інваріантного перетворення S заздалегідь не обмежується, а розглядається задача вибору оптимального S, що за заданими інваріантними властивостями забезпечує і найкращу якість виявлення сигналу. При апріорі відомому спільному розподілі вхідних вибіркових значень $\{x_1, ..., x_n\}$ зазначеній вимозі задовольняє нелінійне перетворення виду

$$z_i = F_i\left(x_i / x_1, \ ..., \ x_{i-1}; \ \nu = 0\right), \tag{4.16}$$

або будь-яка монотонна функція від нього. В даному випадку $F_i(\bullet/\bullet)$ - інтегральний розподіл *i-го* елемента вибірки, обчислений за умови, що перші $(i-1)$ елементів фіксовані і сигнал відсутній.

Якщо розподіл вибірки збігається з правою частиною виразу (4.16), коли відсутній сигнал, то розподіл перетворених вибіркових значень $\{z_1, ..., z_n\}$ є рівномірним у гіперкубі з одиничним ребром:

$$f_z(z_1, ..., z_n) = \begin{cases} 1, & z_i \in [0,1], \ i = \overline{1,n}; \\ 0, & z_i \in [0,1], \ i = \overline{1,n}. \end{cases} \tag{4.17}$$

Оскільки для неперервних розподілів перетворення (4.16) зворотне, то воно не пов’язано з втратами інформації. Отже, результат оптимальної

обробки перетвореної вибірки Z тотожно збігається з відношенням правдоподібності вихідної вибірки X, тобто $U(Z)=U(SX)=\lambda(X)$

Відмінність лише в тому, що $\lambda(X)$ визначають у два етапи: на першому етапі обчислюють перетворення (4.16), на другому - перетворення $U(Z)=\lambda(S^{-1}Z)$. Труднощі виконання такого інваріантного перетворення полягають в наступному: в умовах непараметричної апріорної невизначеності вид розподілу завади невідомий [71,73]. У такому разі можемо замінити у перетворенні (4.16) точне значення розподілу $F_i(\bullet/\bullet)$ його оцінкою $\hat{F}(\bullet/\bullet)$. Якщо оцінка можлива, то таке наближене перетворення, принаймні, асимптотично має ті ж інваріантні властивості з такою ж завадостійкістю, що і точне перетворення (4.16). Але для його здійснення вид розподілу завади знати не обов'язково.

У даний час немає досить ефективних і прийнятних методів прямої оцінки багатомірного розподілу. У зв'язку з цим доцільна така організація вхідної вибірки, при якій її елементи статистично незалежні. У цьому випадку перетворення (4.16) приймає вид

$$z_i = F_i(x_i/\nu=0)\ , \tag{4.18}$$

де в правій частині є одномірна інтегральна функція розподілу *i-го* елемента вибірки при відсутності сигналу.

Якщо функція розподілу $F_i(x_i/\nu=0)$ не залежить від номера i вибіркового значення (вибірка статистично однорідна), то її оцінкою є так званий емпіричний розподіл

$$\hat{F}(x/\nu=0)=\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\operatorname{sgn}(x-x_k)\ , \tag{4.19}$$

який аналогічний відомому в радіотехніці статистично середньому часу перебування процесу під порогом *x*. Підстановка виразу (4.19) у формулу (4.18) приводить до інваріантного перетворення

$$z_i = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} \operatorname{sgn}(x_i - x_k),$$

яке з точністю до константи збігається з визначенням рангу (4.14). Тому можемо зробити висновок, що при $n \to \infty$ і відсутності сигналу, ранжирування асимптотично еквівалентно перетворенню (4.18). Звідси випливають всі основні властивості рангів і рангових статистик.

Ранжирування має інваріантні властивості, подібні до властивостей перетворення (4.18): ранги, обчислені за вибіркою з довільним неперервним розподілом, що задовольняє рівності (4.14), розподілені по рівномірному закону (4.15) [71,73]. Варто зазначити, що розподіл (4.15) справедливий при будь-якому обсязі вибірки *n,* тобто похибка оцінювання функції розподілу за значенням *n* не впливає на інваріантні властивості рангів. Потім, з асимптотичної еквівалентності рангів і перетворення (4.18) випливає, що при великих обсягах вибірки можна наближено вважати

$$R_i \approx nF(x_i / \nu = 0)\ , \tag{4.20}$$

причому точність (4.20) росте зі збільшенням *n*.

Якщо вид розподілу вхідної вибірки відомий, то вираз (4.20) можна перетворити:

$$x_i \approx F^{-1}\left(\frac{R_i}{n} / \nu = 0\right), \tag{4.21}$$

де $F^{-1}(x/\nu)=0$ - функція, обернена до інтегральної функції розподілу $F(x/\nu)=0$.

Отже, при збільшенні *n* втрати інформації за рахунок ранжирування асимптотично зменшуються і у межах вхідну вибірку можна відновити.

Розглянемо цю властивість рангів на прикладі гармонійного сигналу з випадковою початковою фазою

$$s(t)=A\cos(\omega_0 t+\xi)\ , \tag{4.22}$$

де *A* - амплітуда сигналу; ω_0 і ξ - відповідно його частота і початкова фаза.

Нехай сигнал *s(t)* проходить через пристрій ранжирування, що обчислює значення

$$R(t_i)=\sum_{k=1}^{n}\mathrm{sgn}[s(t_i)-s(t_k)].$$

Даний вираз зручно представити в симетричному вигляді

$$R(t_i)=\frac{n+1}{2}+\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n}sign[s(t_i)-s(t_k)], \tag{4.23}$$

де знакова функція

$$sign(z)=\begin{cases}1, & z>0;\\ 0, & z=0;\\ -1, & z<0.\end{cases} \tag{4.24}$$

Підставляючи вираз (4.22) у формулу (4.23), після елементарних тригонометричних перетворень одержуємо

$$R(t_i)=\frac{n+1}{2}+\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n} sign\left\{\sin\left[\frac{\omega_0(t_i+t_k)}{2}+\xi\right]\sin\left[\frac{\omega_0(t_i-t_k)}{2}\right]\right\}.$$

Враховуючи, що знакова функція добутку двох величин дорівнює добутку знакових функцій цих величин, а також використовуючи розкладання функції *sign(sin x)* у ряд Фур'є [17,72]:

$$sign(\sin x)=\frac{4}{\pi}\sum_{p=1}^{\infty}\frac{\sin[(2p-1)x]}{(2p-1)}, \qquad (4.25)$$

одержуємо вираз

$$R(t_i)=\frac{n+1}{2}+\frac{4}{\pi^2}\sum_{p}^{\infty}\sum_{i=1}\frac{1}{(2p-1)(2l-1)}\times\left\{\sum_{k=1}^{n}\cos\left[\frac{(\omega_p+\omega_l)t_i+(\omega_p-\omega_l)t_k}{2}+\xi_p\right]-\right.$$
$$\left.-\cos\left[\frac{(\omega_p-\omega_l)t_i+(\omega_p+\omega_l)t_k}{2}+\xi_p\right]\right\},$$

де $\omega_p=(2p-1)\omega_0$; $\xi_p=(2p-1)\xi$.

При великих значеннях *n,* сума у фігурних дужках приблизно дорівнює $n\delta_{pl}\cos[(2p-1)(\omega_0 t_i+\xi)]$, де символ Кронекера

$$\delta_{pl}=\begin{cases}1, & p=l;\\ 0, & p\neq l.\end{cases} \qquad (4.26)$$

З урахуванням цього виразу маємо

$$R(t_i)\approx n\left\{\frac{1}{2}+\frac{4}{\pi^2}\sum_{p=1}^{\infty}\frac{\cos[(2p-1)(\omega_0 t_i+\xi)]}{(2p-1)^2}\right\},$$

або після підсумку за індексом p

$$R(t_i) \approx n\left\{\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\arcsin\left[\cos(\omega_0 t_i + \xi)\right]\right\}. \qquad (4.27)$$

Права частина виразу (4.27) - це добре відома в радіотехніці пилкоподібна функція, частота і фаза якої збігаються з частотою і фазою вхідного сигналу [23,73]. Амплітуда сигналу (4.27) не залежить від амплітуди сигналу на вході. Подібною властивістю володіє, як відомо, і жорстке обмеження. Але на відміну від жорсткого обмеження, ранжирування краще передає характер зміни сигналу [71,73].

Проаналізуємо відновлення вхідного сигналу на основі відношення (4.21). Для цього запишемо інтегральну функцію розподілу гармонійного сигналу з випадковою, рівномірно розподіленою на інтервалі $[0, 2\pi]$ початковою фазою:

$$y = F(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\arcsin(x/A). \qquad (4.28)$$

Після перетворення,

$$x = F^{-1}(y) = A\sin\left[\pi\left(y - \frac{1}{2}\right)\right]. \qquad (4.29)$$

Підставляючи в цей вираз замість довільного аргументу y нормоване - n значення рангу (4.27), одержуємо $F^{-1}\left(\frac{1}{n}R(t_i) \approx A\cos(\omega_0 t_i + \xi)\right)$, що співпадає з гармонійним сигналом з випадковою початковою фазою (4.22).

Розглянемо приклад ранжирування сигналу. Нелінійне перетворення рангів виконано за законом

$$x = \Phi^{-1}\left(R(t_i)/n\right), \tag{4.30}$$

де $\Phi^{-1}(x)$ - функція, обернена до інтегральної функції нормального розподілу

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} e^{-z^2/2} dz. \tag{4.31}$$

Високий ступінь співпадання між вхідним і перетвореним сигналами. Відмінність полягає лише в тому, що після ранжирування і зворотного перетворення (4.30) відбулося центрування і нормування по дисперсії вихідного сигналу. Остання обставина є наслідком того, що процес на виході нелінійного перетворювача рангів має однаковий розподіл і параметри, як і закладені в характеристику перетворювача [71,74]. Так, процес до ранжирування мав нормальний розподіл з математичним очікуванням $a \neq 0$ і дисперсією $\sigma^2 \neq 1$, а перетворення (4.30) відповідає нормальному закону зі стандартними параметрами $a = 0$, $\sigma^2 = 1$. При необхідності вихідні параметри a і σ^2 можна відновити, але звичайно зручніше працювати із сигналом, що має стандартні характеристики.

Аналізуючи приклади, можна зробити висновок, що крім подібності між процедурами ранжирування і нелінійного перетворення (4.18), мають місце і відмінності [74,75].

Розподіл рангів інваріантний до виду вихідного розподілу лише за умови, якщо елементи рангованих вибірок статистично однорідні. У всіх випадках елементи вибірок приймаємо статистично незалежними, тобто їхній

розподіл не залежить від номера елемента. Для перетворення виразу (4.18) це не має значення.

Характеристика нелінійного перетворення (4.18) відповідає інтегральній функції розподілу завади, а ранжирування по алгоритму (4.14) еквівалентно фактичному розподілу вибірки, що у залежності від ситуації може бути розподілом завади або суміші сигналу з завадою.

Ці відмінності накладають обмеження на область застосування рангових процедур у порівнянні з оптимальним інваріантним перетворенням (4.18). Насамперед необхідно, щоб при відсутності сигналу рангована вибірка була статистично однорідна. Це забезпечує стабілізацію рівня помилкових тривог при апріорі невідомого розподілу завади. Але не менш важливо, щоб поява сигналу дестабілізувала однорідність вибірки. У противному випадку в результаті ранжирування буде загублено відмінність між ситуаціями $\nu = 0$ і $\nu = 1$.[72,75]

Таким чином, незважаючи на скорочення числа інформативних відліків, чутливість розподілу рангів при наявності сигналу не тільки не зменшилася, а навіть збільшилася, що є суттєвим принципом для організації процедури виявлення сигналу на основі рангів [75].

Нехай крім досліджуваних сигнальних відліків $X : \{x_1, ..., x_n\}$ є деякі додаткові відліки $Y : \{y_1, ..., y_n\}$, які відповідають «чистій» заваді. Тоді розподіл завади можна оцінити по цій додатковій вибірці (опорна або «завадова» вибірка). Відповідно замість алгоритму оцінки фактичного розподілу вибірки (4.19) одержимо алгоритм оцінки розподілу завади [74, 76]:

$$\hat{F}(x/\nu = 0) = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{m} \mathrm{sgn}(x - y_k) \ .$$

Підставивши цей вираз у перетворення (4.19), одержимо визначення рангів, що відрізняється від виразу (4.14):

$$R_i = \sum_{k=1}^{m} \mathrm{sgn}(x_i - y_k). \qquad (4.32)$$

Очевидно, що при такому визначенні рангів будь-яка зміна розподілу вибірки X у порівнянні з вибіркою Y приводить до відхилення розподілу рангів від рівномірного, навіть якщо всередині кожної вибірки елементи будуть статистично однорідні. У даному випадку ознакою наявності сигналу є відхилення від однорідності сумарної вибірки, що складається з вибірок X и Y. Алгоритм (4.32) - це алгоритм ранжирування по загальній опорній вибірці, а алгоритм (4.14) - ранжирування без опорної вибірки.

Часто використовують визначення рангу, котре представляє собою суму виразів (4.14) і (4.32) [74,76]:

$$R_i = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{sgn}(x_i - x_l) + \sum_{k=1}^{m} \mathrm{sgn}(x_i - y_k), \qquad (4.33)$$

- це алгоритм ранжирування складової вибірки $\{x_1, ..., x_n, y_1, ..., y_m\}$. Основною перевагою (4.33) порівняно з алгоритмом (4.32) є збереження інформації про відповідність рівнів між сигнальними відліками, що має особливе значення при визначенні виміру параметрів сигналу.

При аналізі вважали, що масиви вибіркових значень X и Y одномірні, тобто їх можна описати відповідними векторами. На практиці структура цих масивів може бути набагато складнішою. Відповідно з'являється і більше варіантів для ранжирування. Наприклад, якщо опорний масив двомірний, тобто утворює матрицю $\|y_{ik}\|(i = \overline{1, n};\ k = \overline{1, m})$, то крім розглянутих варіантів

з'являється можливість ранжирування кожного елемента досліджуваної вибірки по індивідуальній опорній вибірці:

$$R_i = \sum_{k=1}^{m} \operatorname{sgn}(x_i - y_k). \qquad (4.34)$$

Алгоритм (4.34) найбільш близький аналогу нелінійного перетворення (4.18), котре використовують у тих випадках, коли випробувана вибірка статистично неоднорідна як при наявності, так і при відсутності сигналу [74,76].

Отже, аналіз усіх специфічних особливостей: властивостей сигналів і завад, необхідність стабілізації помилкових тривог, забезпечення найкращої ефективності виявлення сигналу, можливості виміру параметрів сигналу, приводить до різних визначень рангу. Причому, розглянуті вище вирази (4.14), (4.15) - (4.34) далеко не вичерпують усіх можливих варіантів.

Гнучкість процедури ранжирування забезпечує можливість вирішення широкого кола задач виявлення сигналів в умовах непараметричної апріорної невизначеності. Унікальною особливістю рангів у порівнянні з непараметричними перетвореннями інших типів є також можливість практично повного відновлення вихідної інформації [74,76].

Тому можна зробити висновок: рішення задачі мініміізації помилкових тривог за допомогою ранжирування, досягається висока ефективність виявлення сигналу. Ранги за своєю суттю є дискретними величинами, що приймають до того ж цілочисельні значення. Тому для їх обчислення вимагаються найпростіші операції типу порівняння і підсумовування.

4.2. Розрахунок завадозахищеності багатовимірних сигналів на тлі шумів Гауса

4.2.1. Формування вибіркових масивів даних і алгоритми їх ранжирування

Існує деяка неоднозначність у визначенні рангів, тому вибір способу ранжирування в значній мірі залежить від прийнятої процедури формування вибіркових масивів, що містять досліджувану (“сигнальну”) X і опорну (“завадову”) Y вибірки. У зв'язку з цим синтез рангових виявників спочатку зводиться до організації масивів X та Y. Вибір процедури формування досліджуваного і опорного масивів проводиться евристично [76,77].

Звичайно елементи вибіркових масивів представляють відліки напруг на виході фізичних пристроїв обробки інформації (датчиків сигналів, просторово-часових фільтрів і ін.). Якщо вихідні напруги неперервні за часом, то перший етап формування досліджуваних вибірок складається з дискретизації цих напруг по відповідній координаті з деяким кроком Δ . Значення Δ вибирають з урахуванням наступних умов [76,77]:

- повинні виконуватися відомі умови однозначного представлення неперервних сигналів дискретними відліками, за теоремою Котельникова;
- значення Δ повинно перевищувати інтервал залежності $\Delta_З$ завади по відповідній координаті.

Для завад, розподілених за нормальним законом, інтервал залежності завади співпадає з інтервалом кореляції Δ_k. У загальному випадку визначення $\Delta_З$ складно знайти. Тому практично завжди приймають $\Delta_З \approx \Delta_k$. У деяких випадках Δ_k перевищує $\Delta_З$, що приводить до похибок в установці рівня помилкових тривог і зниження ефективності виявлення.

Сформована в такий спосіб сукупність дискретних відліків утворює множину *W*, котра і є вихідною для формування усіх вибіркових масивів, що піддаються ранговій обробці. Загальний обсяг вибіркових масивів визначається діапазоном можливих значень інформаційних параметрів сигналу (час запізнювання, допплеровський зсув частоти, напрямок надходження) і кількістю просторових точок прийому.

З множини W необхідно виділити досліджувану вибірку відліків $X \subset W$, що формується для кожної групи розрізнення по інформативних параметрах сигналу.

Вибір способу ранжирування в значній мірі залежить від прийнятої процедури формування вибіркових масивів, що містять досліджувану (“сигнальну”) X і опорну (“завадову”) Y вибірки. У зв'язку з цим синтез рангових виявників спочатку зводиться до організації масивів X та Y. Вибір процедури формування досліджуваного і опорного масивів проводиться евристично.

Звичайно елементи вибіркових масивів представляють відліки напруг на виході фізичних пристроїв обробки інформації (датчиків сигналів, просторово-часових фільтрів і ін.). Якщо вихідні напруги неперервні за часом, то перший етап формування досліджуваних вибірок складається з дискретизації цих напруг по відповідній координаті з деяким кроком Δ. Значення Δ вибирають з урахуванням наступних умов:

- повинні виконуватися відомі умови однозначного представлення неперервних сигналів дискретними відліками, за теоремою Котельникова;
- значення Δ повинно перевищувати інтервал залежності $\Delta_З$ завади по відповідній координаті.

Для завад, розподілених за нормальним законом, інтервал залежності завади співпадає з інтервалом кореляції Δ_k. У загальному випадку визначення $\Delta_З$ складно знайти. Тому практично завжди приймають $\Delta_З \approx \Delta_k$.

У деяких випадках Δ_k перевищує Δ_3, що приводить до похибок в установці рівня помилкових тривог і зниження ефективності виявлення.

Сформована в такий спосіб сукупність дискретних відліків утворює множину *W*, котра і є вихідною для формування усіх вибіркових масивів, що піддаються ранговій обробці. Загальний обсяг вибіркових масивів визначається діапазоном можливих значень інформаційних параметрів сигналу (час запізнювання, допплеровський зсув частоти, напрямок надходження) і кількістю просторових точок прийому [75,76,78].

З множини *W* необхідно виділити досліджувану вибірку відліків $X \subset W$, що формується для кожної групи розрізнення по інформативних параметрах сигналу.

Розглянемо приклад. Нехай потрібно знайти монохроматичний радіоімпульс

$$s(t) = \begin{cases} A\cos\omega_0 t, & t \in [\tau, \tau + T]; \\ 0 & t \overline{\in} [\tau, \tau + T], \end{cases}$$

де T - тривалість імпульсу; τ - невідомий момент приходу імпульсу.

У даному випадку множина *W* складається з усіх відліків вхідної напруги $u(t)$, отриманих на інтервалі спостереження $[0, T_н]$, де $T_н = T + \tau_{\max}$; $\tau_{\max}$ - максимально можливе значення τ.

Досліджувана вибірка *X* для групи розрізнення, котра відповідає припущенню про те, що запізнювання сигналу дорівнює τ_0, то відліки напруги - $u(t)$, отримані на інтервалі $[\tau_0, \tau_0 + T]$.

Таким чином, склад досліджуваної вибірки цілком визначається структурою виявника, видом і параметрами прийнятого сигналу і не залежить від того, які алгоритми обробки надалі застосовуються.

Специфічними для рангових процедур є наступні формування досліджуваних масивів [76,78,79].

Після того як визначений склад вибірки *X*, то необхідно проаналізувати її властивості при відсутності сигналу. Якщо розподіл елементів масиву *X* у розглянутій ситуації збігається, тобто вибірка *X* статистично однорідна, то ранжирування всіх її елементів виконується однаковим способом. Так, у розглянутому прикладі умовою однорідності масиву *X* є квазістаціонарність завади на інтервалі $[\tau,\ \tau + T]$.

Якщо при відсутності сигналу масив *X* статистично неоднорідний, то його необхідно розбити на блоки $X_1,\ ...,\ X_N$, щоб у *i-й* блок $X_i \subset X\left(i = \overline{l,\ N}\right)$ входили тільки статистично однорідні елементи. При цьому розподілу блоки $X_1,\ ...,\ X_N$ можуть відрізнятися один від одного. Наприклад, для виявлення розглянутого вище сигналу використовується група прийомних елементів (давачів електромагнітних, акустичних, сейсмічних і ін. коливань), розташованих у *M* точках простору з координатами $\bar{r}_1, ..., \bar{r}_m$. Тоді випробуваний масив *X* складається з відліків напруг $u(t,\ r_i)\left(i = \overline{l,\ M}\right)$, узятих на інтервалі $[\tau_0,\ \tau_0 + T]$ у всіх точках прийому. Така структура масиву *X* визначається конструктивними особливостями виявника і властивостями сигналу. Якщо точки прийому рознесені на значні відстані, то властивості завад у них можуть істотно відрізнятися, що приводить до загальної неоднорідності масиву *X*. Це неважко усунути, якщо розбити *X* на блоки таким чином, щоб у *i-й* блок ввійшли відліки напруг $u(t,\ \bar{r}_i)$, які відносяться тільки до *i*-ї точки прийому.

У загальному випадку масив *X* необхідно доповнити опорним масивом *Y*, що співпадає по своїх властивостях із властивостями масиву *X* при відсутності сигналу. Якщо досліджуваний масив розбитий на статистичні однорідні блоки, то аналогічну структуру повинний мати і опорний масив. Масив *Y* так само, як і масив *X*, формується з елементів множини *W*, однак на

відміну від *X,* масив *Y* може мати елементи, що відносяться до різних груп розрізнення. При організації масиву *Y* необхідно прагнути до виконання наступних умов: максимально точної відповідності статистичних властивостей масивів *X* і *Y;* обсяг масиву *Y* повинний бути достатнім для забезпечення високої якості виявлення при заданому рівні помилкових тривог. Після ранжирування масивів *X* та *Y* повинна зберігатися інформація про ті параметри сигналу, що використовуються для рішення задач виміру, класифікації і т.п. Для виконання цих умов необхідно в максимальному ступені враховувати конструктивні особливості системи і властивості завади [77,78].

Розглянемо формування опорної вибірки для приведеного прикладу виявлення тонального радіоімпульсу групою прийомних елементів. Нехай перехід від вхідних даних до рангів утворюється безпосередньо на виході прийомних елементів. Тоді, масив *W* утворюється сукупністю дискретних відліків $u(k\Delta t,\ \bar{r}_i)$, де *k* змінюється від *0* до $ent\left[\frac{T_н}{\Delta t}+\frac{1}{2}\right]$, Δt - інтервал квантування за часом; *ent [•]* - символ цілої частини числа.

Припустимо, що розміщення прийомних елементів забезпечує виконання умови незалежності завади в різних точках прийому, а інтервал квантування перевищує інтервал кореляції завади за часом. Тоді для *l-ї* альтернативи за часом запізнювання сигналу елементами досліджуваної вибірки будуть відліки

$$x_{ik}=u\big((l+k)\Delta t,\ \bar{r}_i\big),\qquad i=\overline{l,\ M},\qquad k=\overline{l,\ n},$$

де $n=ent\left[\frac{T}{\Delta t}+\frac{1}{2}\right]$ - число відліків на інтервалі сигналу.

Якщо завада присутня на всьому інтервалі спостереження $[0,\ T_н]$ і однорідна у всій області простору, зайнятої прийомними елементами, то до

складу опорної вибірки *Y* можна включити весь масив *W*. Обмеження обсягу *Y* пов'язано тільки з чисто технічними можливостями реалізації операції ранжирування. При великих обсягах опорної вибірки ефективність рангових виявників практично збігається з потенційно досяжною. Однак завада з такими ідеальними властивостями не зустрічається. У кращому випадку можна лише вказати деякі межі за часом і простором, у яких властивості завади однорідні. Тоді опорна вибірка формується у цих межах (якщо технічні можливості дозволяють ранжирувати відповідні обсяги даних). Зокрема, опорний масив *Y* може тотожно збігатися з *X* чи займати часовий інтервал, що відрізняється від інтервалу сигналу в меншу чи більшу сторону. Це відноситься і до просторової координати.

Якщо, як і в наведеному раніше прикладі, через значну відстань точок прийому властивості завад на виходах прийомних елементів помітно відрізняються, то опорний масив варто формувати окремо для кожної точки прийому часових відліків відповідного давача. У цьому випадку після ранжирування втрачається частина інформації про співвідношення рівнів сигналу в різних точках прийому, що має значення для рішення задач виміру параметрів сигналу.

Однією з важливих задач, пов'язаних з ранговою обробкою інформації, є питання про місце переходу від вхідних даних до рангів. Аналіз показує, що процедуру ранжирування можна проводити практично на будь-якому етапі обробки і кожний з відповідних методів ранжирування має свої переваги і недоліки. Усі методи ранжирування можна розбити на дві групи [72, 74,76].

Ранжирування до детектора. У цьому методі перехід від вхідних даних до рангів проводиться в лінійній частині виявника. Особливість цього методу ранжирування полягає в тому, що обсяги ранжированих вибірок великі (порядку декількох сотень), тому повною мірою *виявляються асимптотичні властивості рангів*, зокрема, можливість *наближеного відновлення вихідної інформації*. Завдяки цій обставині рангові додетекторні

виявники володіють високою завадостійкістю, близькою до потенційно досяжної. Проте рангові алгоритми цієї групи мають і недоліки: технічна реалізація процедури ранжирування у високочастотних ланцюгах виявників сигналів є досить складною, а в деяких випадках і нерозв'язною задачею.

Ранжирування після детектора. За цим методом ранжирування здійснюється в низькочастотній частині виявника після детектування сигналу, внаслідок чого технічне здійснення цієї операції істотно спрощується. Особливістю даного методу є те, що більша частина процедур первинної обробки є такою ж, як і в традиційних системах. Це, з одного боку, відкриває можливість модернізації вже існуючих систем шляхом введення до них нескладних пристроїв рангової обробки без корінної перебудови їхньої структури; з іншого боку - забезпечується універсалізація самого пристрою рангової обробки, тому що специфіка конкретних сигналів і завад враховується традиційною обробкою, а самі рангові процедури післядетекторного виявлення досить однотипні. Недолік даного методу ранжирування - малі обсяги ранжированих вибірок (порядку декількох десятків), що знижує ефективність виявлення порівняно з потенційно досяжними результатами. Ці втрати завадостійкості особливо відчутні в області малих рівнів помилкових тривог (10^{-5} і нижче).

Вибір місця переходу від вибіркових даних до рангів, складу досліджуваних і опорних вибірок цілком визначає алгоритм ранжирування. Розходження між алгоритмами ранжирування можна сформулювати відношенням між масивами X та Y. Так, при $X = Y$ маємо алгоритм ранжирування без опорних вибірок (4.14), якщо $X \cap Y = \varnothing$, тобто не перетинаються множини X та Y, то маємо алгоритм ранжирування по опорних вибірках (4.21), якщо ж $X \subset Y$, а доповнення множини Y по X немає, тобто $Y / X \neq \varnothing$, то одержуємо алгоритм ранжирування вибірки (4.22) і т.д. Крім зазначених алгоритмів ранжирування, можливі і проміжні, що допускають різний ступінь перекриття множин X та Y. Після того, як

визначені способи формування і ранжирування вибіркових масивів, необхідно вибрати спосіб обробки рангів, котрі залежать від їхніх статистичних характеристик (розподілів, моментів і т.д.).

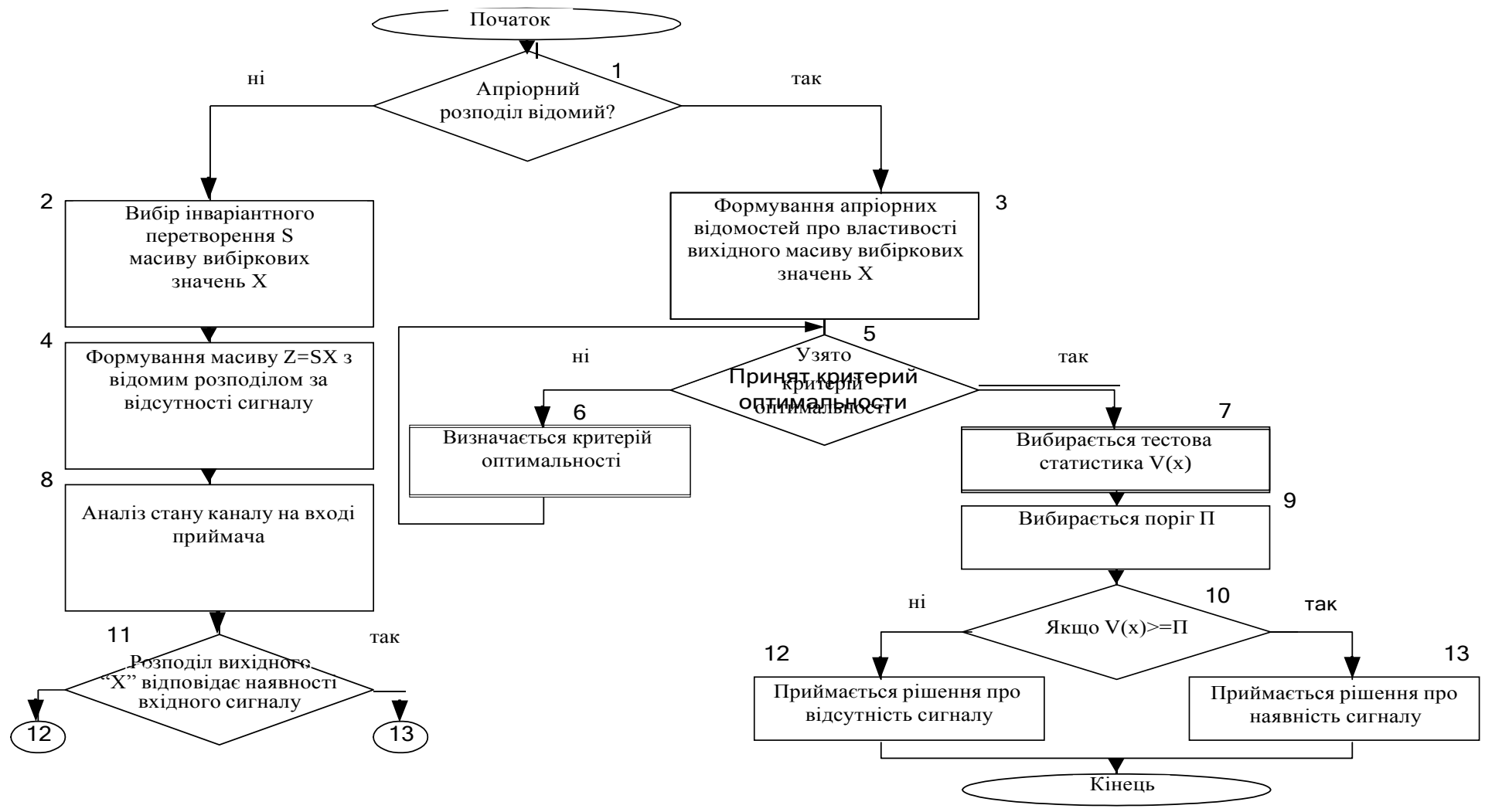


Рис.4.1. Алгоритми виявлення сигналів на фоні завад

4.2.2. Порівняльна характеристика завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів

Як було зазначено в розділі 3, в сучасних системах передачі інформації використовуються різноманітні ансамблі дискретних сигналів [7,23,49,57]. Розглянемо ансамбль, який містить М сигналів:

$$S_1(t),\ S_3(t),\ \dots\ ,\ S_м(t).$$

В відповідності з повідомленнями, що передаються через інтервал часу *T* йде посилка того чи іншого сигналу. Для визначення сигналів будемо використовувати наступні характеристики:

Енергію сигналу:

$$E_i = \int_0^T S_i^2(t)dt\,. \tag{4.35}$$

Взаємну енергію сигналів $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{ij} = \int_0^T S_i(t)S_j(t)dt, \tag{4.36}$$

енергію різниці між сигналами $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{i-j} = \int_0^T \left[S_i(t) - S_j(t)\right]^2 dt = E_i + E_j - 2E_{ij}\,, \tag{4.37}$$

коефіцієнт взаємної кореляції:

$$\rho_{ij} = \frac{E_{ij}}{\sqrt{E_i E_j}}\,. \tag{4.38}$$

Відповідно до теорії потенційної завадостійкості мінімум ймовірності помилки відображення сигналу на виході приймача P_0 для рівноймовірних сигналів забезпечується оптимальним приймачем, алгоритм роботи якого має вигляд:

$$\int_0^T \left[X(t)-S_i(t)\right]^2 dt \langle \int_0^T \left[X(t)-S_j(t)\right]^2 dt, \mathrm{i},\ \mathrm{j}=1,\ldots,\mathrm{M};\ \mathrm{i}\neq \mathrm{j}.$$

При виконанні цієї нерівності приймач виносить рішення про передачу сигналу $S_i(t)$. Приймач містить M каналів, в кожному з яких розраховується квадрат відстані $\|X-S_i\|^2 = \int_0^T \left[X-S_i(t)\right]^2 dt, \mathrm{i}=1,\ldots,\mathrm{M},$ та пристрій де проходить порівняння відстаней та приймається рішення щодо сигналу, який надсилаємо. Для сигналів з однаковими енергіями алгоритм можливо представити:

$$\int X(t)S_i(t)dt \langle \int_0^T X(t)S_j(t)dt. \tag{4.39}$$

В загальному випадку алгоритм виглядає так:

$$\mathrm{Y_i} \rangle \mathrm{Y_j}, \mathrm{i}=1,\ldots,\mathrm{M},\quad \mathrm{j}=1,\ldots,\mathrm{M};\ \mathrm{i}\neq \mathrm{j}. \tag{4.40}$$

Наведені Y_i, Y_j – результати обробки сигналів та завад в каналах приймача. Рішення щодо сигналу, який надсилаємо виноситься по виходу каналу, в якому Y має найбільшу величину.

Якщо надісланий сигнал S_i, то ймовірністю правильного прийому є ймовірність одночасного виконання M-1 нерівностей, або

$$\mathrm{P_{пр}(S_i)} = \mathrm{P}\left\{\mathrm{Y_i} \rangle \mathrm{Y_1},\ldots,\mathrm{Y_i} \rangle \mathrm{Y_{i-1}},\mathrm{Y_i} \rangle \mathrm{Y_{i+1}},\ldots,\mathrm{Y_i} \rangle \mathrm{Y_M}\right\}$$

Ймовірність помилки в відображенні сигналу S_i на виході приймача:

$$\mathrm{P_0(S_i)} = 1-\mathrm{P_{пр}(S_i)}. \tag{4.41}$$

Ймовірності помилки при оптимальному прийому багатопозиційних сигналів подано на залежностях рис 4.2.

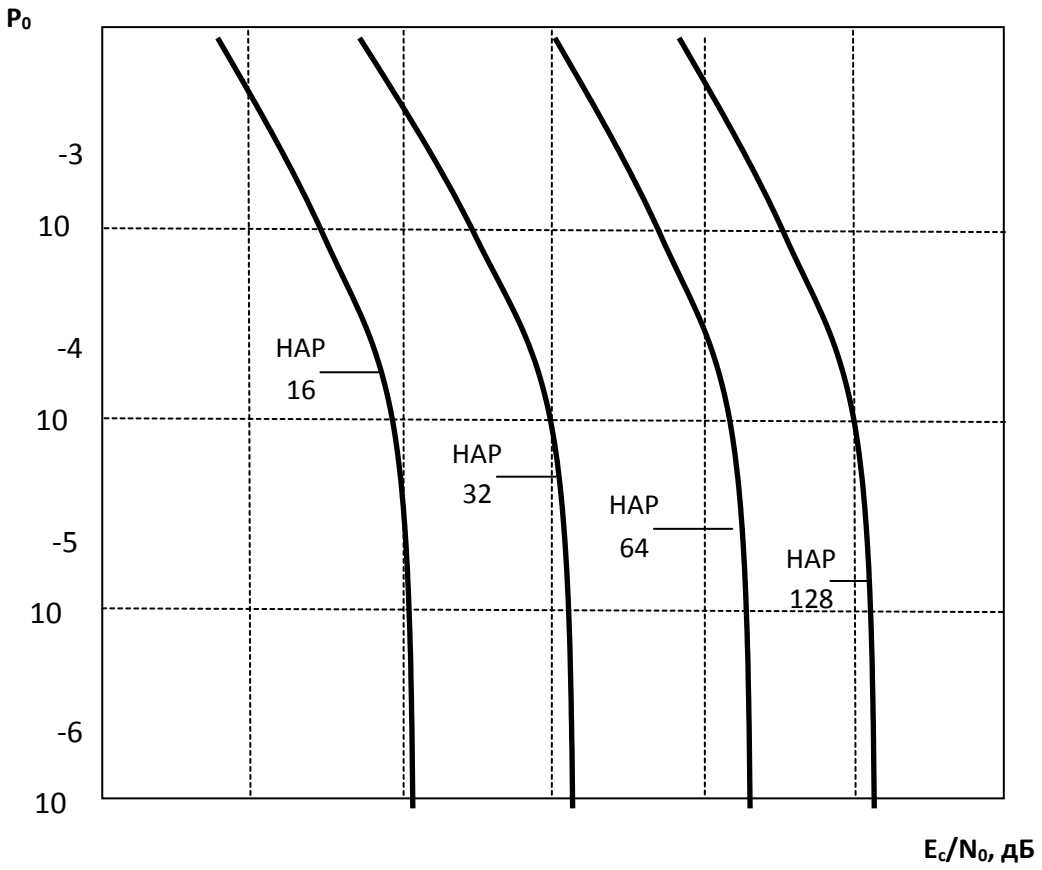


Рис. 4.2 Криві ймовірності помилки при оптимальному прийому багатопозиційних сигналів.

При двійковій передачі $E_c = E_M$ та $\alpha_c = \alpha_M = 1$. З ростом числа сигналів в ансамблі М значення коефіцієнтів α_c та α_M поступово загасає, але при цьому збільшується питома швидкість [80].

Коефіцієнти завадостійкості для НАР 16, 32, 64, 128 подано на рис. 4.3

Питома швидкість є характеристикою ансамблю сигналів. Вона визначає продуктивність джерела рівноймовірних сигналів, що виражена в бітах на один відлік.

На основі вище викладеного коефіцієнти завадостійкості для М = 16, 32, 64, 128 наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Коефіцієнти завадостійкості для M = 16, 32, 64, 128

	M=16	M=32	M=64	M=128
Коефіцієнт завадостійкості α_c	0,667	0,516	0,429	0,342
Коефіцієнт завадостійкості α_M	0,500	0,373	0,309	0,246

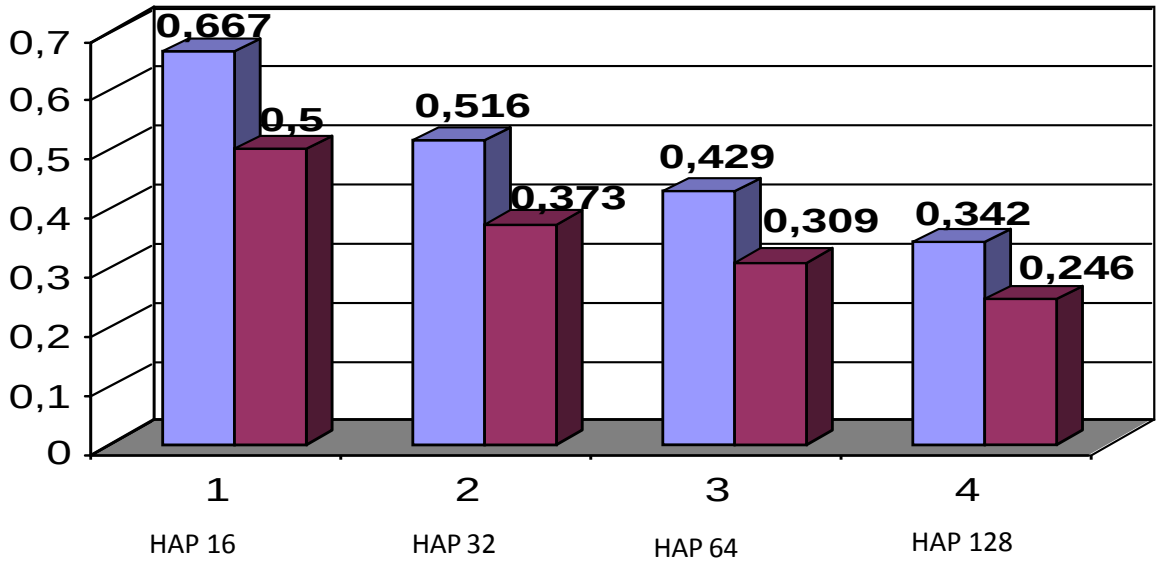


Рис.4.3 Коефіцієнти завадостійкості для НАР 16, 32, 64, 128

Висновки до розділу 4

В розділі проведено оцінку ефективності оптимального прийому багатовимірних сигналів в умовах впливу міжканальних завад.

1. Проаналізовано оптимальні, адаптивні та непараметричні методи вирішення задачі виявлення сигналів в умовах апріорної невизначеності та методи їх рішення.

2. Для проведення розрахунків завадозахищеності багатовимірних сигналів в розділі запропоновано алгоритм розрахунку рангу сигналу.

3. Показано, що особливістю застосування процедури виявлення рангів вхідних сигналів у порівнянні з непараметричними перетвореннями інших типів є можливість практично повного відновлення вихідної інформації. Рішення задачі

мініміізації помилкових тривог за допомогою ранжирування, досягається висока ефективність виявлення сигналу. Ранги є дискретними величинами, що приймають до того ж цілочисельні значення, а для їх обчислення вимагаються найпростіші операції типу порівняння і підсумовування.

4. Запропоновано функціональні залежності, які дозволяють визначити ранг вхідного сигналу з урахуванням властивостей сигналів і завад, необхідність стабілізації помилкових тривог, забезпечення найкращої ефективності виявлення сигналу, можливості виміру параметрів сигналу.

5. Для проведення розрахунків завадозахищеності багатовимірних сигналів на тлі шумів Гауса запропоновано алгоритм оптимального прийому багатопозиційних сигналів на фоні завад за допомогою рангових методів в умовах апріорної невизначеності.

6. Проведено порівняння характеристик завадостійкості телекомунікаційних систем при використанні багатопозиційних сигналів. За допомогою статистичного моделювання на ЕОМ знайдено характеристики завадостійкості розроблених алгоритмів в залежності від тривалості інтервалу усереднення оцінюваних параметрів.

Визначено оптимальну кількість посилок для гексагональних багатопозиційних сигналів з числом позицій що дорівнює 16, 32, 64, 128.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі на основі теоретичних досліджень розв’язано важливе науково-практичне завдання щодо підвищення ефективності функціонування телекомунікаційних систем передачі даних на базі сигналу OFDM в умовах впливу міжканальних завад.

Отримані в дисертаційні роботі результати носять самостійне, вагоме значення і можуть бути використані при модернізації існуючих та в процесі розробки, проектування, будівництва і експлуатації нових телекомунікаційних систем.

У процесі теоретичних і експериментальних досліджень у дисертаційній роботі отримано наступні науково-практичні результати:

1. В роботі проведено аналіз шляхів підвищення ефективності функціонування телекомунікаційних систем передачі даних на базі сигналу OFDM в умовах впливу міжканальних завад. Встановленою що існуючі схеми їх побудови через обмежене врахування параметрів системи передачі даних на базі сигналу OFDM показують значний вплив міжканальних завад на якість прийомі вхідного сигналу.

1. Удосконалена модель розрахунку потужності міжканальних завад в телекомунікаційній системі передачі даних на базі сигналів OFDM, яка, на відміну від існуючих враховує положення піднесучих смуги пропускання каналу передачі даних та дозволяє провести кількісну оцінку міжканальної перехідної завади та мінімізувати її вплив в залежності від величини введеного захисного інтервалу для різних значень міжканальної величини при різних значення преприйомів та кількості підканалів в системі.

Показано, що на величину потужності міжканальних завад впливає кількість каналів системи OFDM та величини захищеного інтервалу за часом та за частотою

2. Вперше розроблена методика вибору параметрів системи OFDM в умовах впливу міжканальних завад, яка, на відміну від існуючих, дозволяє по обраному значенню міжканальної перехідної завади визначити параметри системи OFDM.

3. Удосконалена методика оптимального прийому багатовимірних сигналів в телекомунікаційній системі передачі даних на базі технології OFDM, яка, на відміну від існуючих, враховує особливості когерентного, некогерентного та енергетичного прийому та параметрів системи прийому сигналів OFDM.

Надано пропозиції щодо вибору оптимального багатопозиційного сигналу для каналу зв’язку з визначеним відношенням сигнал/шум.

4. Визначено, що завадостійкість розробленого алгоритму когерентного прийому сигналів з плинно змінними параметрами наближена до потенційного при тривалості усереднення більше 20 посилок.

Встановлено оптимальну кількість посилок для гексагональних багатопозиційних сигналів з числом позицій що дорівнює 16, 32, 64, 128.

Виходячи з отриманих в дисертаційній роботі на тему “Методика оптимального прийому сигналів OFDM в умовах впливу міжканальних завад в телекомунікаційних системах” нових наукових і практичних результатів, сукупності публікацій у фахових виданнях України та закордоном, реалізації та апробації мета дисертаційної роботи досягнута, науково-прикладне завдання вирішене.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Mohialdeen Mustafa Mohammed, Zaika Viktor, Khlaponin Yurii, Berkman Lyubov, Polonskyi Konstiantyn, Turovsky Oleksandr. Methods for assessing the impact of bandwidth of control channels on the quality of telecommunications networks in the transmission of data packets of different types. International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS). Vol. 13, No.2, 2021, pp. 220-229. https://www.ijcnis.org/index.php/ijcnis/article/view/5034 *(Scopus).*

2. 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)*

3. Свердлюк Б. І., Каграманова Ю. К., Хоменчук В. О., Власенко В. О., Полонський К. В. 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.

4. Беркман Л. Н., Дакова Л. В., Даков С. Ю., Блаженний Н. В., Кітура О. В., Полонський К. В. Дослідження когнітивних методів керування інфокомунікаціями в умовах невизначеності. Зв'язок, №4 (152), 2021, С.7–13. DOI: 10.31673/2412-9070.2021.040713/

5. 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.

6. 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.

7. 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.

8. 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/

9. Oleh Kitura, Konstiantyn Polonskyi «Analysis of the main properties of transport network management systems*», ICT infrastructure as a basis forndigital economy:*ITU *Workshop for Europe and CIS Region*, Ukraine, Kyiv, 15 December 2021. P. 61-62;

10. 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.

11. Горбатий І.В. Системи дистанційного зондування Землі з космосу: монографія / І.В. Горбатий. – Львів : СПОЛОМ, 2011. – 612 с.

12. Крылов А.М. Спутниковые системы связи и вещания. Состояние и перспективы развития. // Крылов А.М. – М.: 2014. 182 с.

13. Военные системы космической связи / Алфеев В.Ю., Артюшин В.В., Григорьев В.А. и др.; под. ред.. Е.Н. Косякова. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2003. – 288 с.

14. 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

15. Горностаев Ю.М. Перспективные системы спутниковой связи / Ю. М. Горностаев, В. В. Соколов, Л. М. Невдяев. – М.: Горячая линия –

Телеком, 2015. – 132 с.

16. Сомов А.М., Корнев С.Ф. Спутниковые системы связи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А. М. Сомова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2012. – 244 с.

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

18. Савочкин А.А. Спутниковые системы связи: Учебное пособие / А.А. Савочкин – Севастополь: СевНТУ, 2012. – 113 с.

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

20. Білий О. А., Шолудько В. Г., Малих В.В., Гай Ю.І., Перспективи розвитку системи супутникового зв’язку ЗСУ. Збірник наукових праць ВІТІ № 2 – 2018 . С. 6–15.

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

22. О.Л. Туровський, С.В. Панадій, Н.О. Ліщиновська, «Особливості та завдання щодо оцінювання несучої частоти сучасних супутникових систем передачі даних», *Телекомунікаційні та інформаційні технології*, № 1 (66), С. 174-187, 2020. DOI: 10.31673/2412-4338.2020.011787

23. Довгополий А. С. Удосконалення систем супутникової навігації озброєння та військової техніки в умовах впливу навмисних перешкод / А. С. Довгополий, С. О. Понамаренко, В. В. Твердохлібов, О. О. Білобородов // Озброєння та військова техніка. –2018. –№1(17). –С. 67–71.

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

25. A.A. Nasir Particle filters for joint timing and carrier estimation: Improved resampling guidelines and weighted bayesian cramer–rao bounds / A.A. Nasir, S Durrani, R.A. Kennedy // IEEE Trans. Commun. –2012. –№60(5). – С.1407–1419.

26. Кукк К.И. Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее / Кукк К.И. –Москва: Горячая линия, 2015. –262 с.

27. 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.

28. Булгаков О.М., Голубинский А.Н. Оценка частоты основного тона речевого сигнала методом максимального правдоподобия при известном распределении амплитуд и начальных фаз гармоник сложного несущего колебания / О.М. Булгаков, А.Н. Голубинский // Вестник ВИ МВД России. – 2010. –№ 2. –С. 154-162.

29. Ху Й.Х., Фань Б.Ч. Ошибка оценивания частоты методом гармонического разложения Писаренко //ТИИЭР.- 1988.-Т.76.- №1.- С.91.

30. Лучинин А. С. Алгоритм оценки и восстановления частоты и фазы несущего колебания в цифровой связи / А. С. Лучинин, М. П. Трухин // Компьютерный анализ изображений: Интеллектуальные решения в промышленных сетях (CAI–2016). Сборник научных трудов по материалам I Международной конференции. – Екатеринбург. –5–6 мая 2016 г. –С. 126–127.

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

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

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

34. INTELSAT. INTELSAT EARTH STANDARTS (ISS) Perfomance characteristics for broadband VSAT (BVSAT) digital carriers // Document IESS–313 (Rev.A) APPROVAL DATE: 08 August 2000. –2000.

35. Lee L.N. Digital processor–based programmable BPSK(QPSK)

offset–QPSK modems / Lee L.N., Shenoy A., Eng M.K. // Comsat Technical Review. –1989. –№ 2 (vol. 19). –P. 57-64

36. Макаренко С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Iridium. / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. –2018. –№4. –С. 1–34.

37. О.Л. Туровський, «Обґрунтування методу підвищення завадозахищеності високошвидкісних атмосферних цифрових волоконно-оптичних систем передачі шляхом розширення параметру сигналу "База сигналу", *Зв'язок,* №5(141). С. 40-43, 2019. DOI: 10.31673/2412-9070.2019.054043

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

39. Шестаков А. Л. Оценка несущей частоты случайной последовательности импульсов методом Прони / А. Л. Шестаков, А. С. Семенов, О. Л. Ибряева. // Вестник ЮУрГУ. –2009. –№37(170). –С.106-115.

40. Miguel Angel Platas-Garza Dynamic Harmonic Analysis Through Taylor–Fourier Transform / Miguel Angel Platas-Garza, José Antonio de la O Serna // Instrumentation and Measurement IEEE Transactions. – 2011. – Vol. 60, № 3, – Pp. 804-813

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

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

43. P. Kootsookos Fast, Accurate Frequency Estimators / E. Jacobsen, P. Kootsookos // IEEE Signal Processing Magazine. –2007. – Vol. 24, № 3. – P. 123-125.

44. D'Amico A., Mengali U., Taponecco L. Cramer-Rao Bound for Clock

Drift in UWB Ranging Systems / A. D'Amico, U. Mengali, L. Taponecco // IEEE Wireless Communication Letters. – 2013, – №2(6). – P.591-594

45. В.В. Козловський, О.Л. Туровський, В.Д. Кулінський «Формалізація вимог до системи управління телекомунікаційними мережами», *Проблеми інформатизації та управління*, Т. 2, №64, 2020. С.41-47. DOI: 10.18372/2073-4751.64.15148.

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

47. Паршуткин А. В., Маслаков, П. А. Исследование помехоустойчивости современных стандартов спутниковой связи к воздействию нестационарных помех. Труды СПИИРАН. 2017. 4(53). С 159-177.

48. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972.

49. Зайцев, Г.Ф. Комбинированные следящие системы / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. – К. : Техника, 1978. – 268 с.

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

51. Стеклов, В.К. Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями / В.К. Стеклов, С.Н. Скляренко, Б.Я. Костик. – К. : Техніка, 2003. – 324 с.

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

53. 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.

54. 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.

55. Кистанова В. А., Оганов В. И. Алгоритм цифровой демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов с управлением по фазе //

Радиопромышленность. 2018. Т. 28, № 4. С. 15–20. DOI: 10.21778/2413-9599-2018-28-4-15-20

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

57. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. –М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

58. Шелухин О. И., Цифровая обработка и передачи речи / О. И. Шелухин, Лукьянцев Н. Ф. – Москва: Радио и связь, 2000. –345 с.

59. Стиффлер Д. Д. Теория синхронной связи. –М.: Связь. – 487 с.

60. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. —М.: Радио и связь, 2000. — 552 с

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

62. Lyons R.G. Understanding Digital Signal Processing. Boston: Prentice Hall, 2010. 992 p.

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

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

65. F. M. Gardner (1990). Frequency Detectors for Digital Demodulators via Maximum Likeli-hood Derivation, Final Report: Part II: ESTEC Contract No. 8022/88/NL/DG, Gardner Research Company. 12. I. R. Parhomey, J. M. Boiko, O. I. Eromenk

66. Тихомиров А.В. Синхронизация в системах с прямым расширением спектра. А.В.Тихомиров, Е.В. Омельянчук, А.Ю. Семенова. Инженерный вестник Дона. 2019. №9. С.31-35.

67. 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.

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

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

70. Немировский, М. С. Цифровая передача информации в радиосвязи [Текст] / М.С. Немировский. – М. : Связь, 1980. – 255 с.

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

72. Радиоприемные устройства : учебник для вузов / Н.Н. Фомин, Н.Н Буга, О.В. Головин [и др.] ; под ред. Н. Н. Фомина. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007.

73. 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.

74. 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.

75. Банкет В.Л., Мельник А.М. Системы восстановления несущей при когерентном приеме сигнала. Зарубежная радиоэлетроника. 1983. №12. С.28-49.

76. Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних

системах за наявності завад [Текст] : [монографія] / Бойко Ю. М. [та ін.]. - Хмельницький : ХНУ, 2019. - 218 с.

77. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание.:Пер. с английского. Москва:Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.

78. Канатчиков А.А., Куликов Г.В. Исследование возможностей построения системы тактовой синхронизации на базе автокорреляционного демодулятора для приема сигналов с минимальной частотной манипуляцией, Научный вестник МГТУ ГА. Серия Радиофизика и радиотехника. 2010. № 152. С.11-15.

79. 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. 55–66 p.

80. Juliy Mikolayovych Boiko, Alexander Ivanovych Eromenko. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. Scientific Journal «Communications». Science Publishing Group, USA. Vol. 2, No. 1, 2014, pp. 7–14. doi: 10.11648/j.com.20140201.12.

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

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

83. 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.

84. А. В. Глухов Оптимизация параметров цифровых фильтров высокоскоростного модулятора для PLC-модемов. Вестник Тамбовского государственного технического университета. 2013. Том 19, № 4. С.751-756.