Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра

студента *Суздалева Богдана Юрійовича*

академічної групи *172-18ск-1*

спеціальності *172 Телекомунікації та радіотехніка*

спеціалізації[1]

за освітньо-професійною програмою *Телекомунікації та радіотехніка*

на тему *Розробка алгоритму оцінювання імпульсної характеристики каналу з пам'яттю при використанні технології OFDM*

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	д.т.н., проф. Корнієнко В.І.			
розділів:				
спеціальний	д.т.н., проф. Корнієнко В.І.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро
2021

ЗАТВЕРДЖЕНО:
завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

«_____»_____20___року

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра

студенту *Суздалеву Богдану Юрійовичу* **академічної групи** *172-18ск-1*
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності *172 Телекомунікації та радіотехніка*
(код і назва спеціальності)

на тему ***Розробка алгоритму оцінювання імпульсної характеристики каналу з пам'яттю при використанні технології OFDM***

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № ____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Технологія OFDM і її застосування у системах зв'язку	29.03.2021
Розділ 2	Оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM в каналах з пам'яттю	24.05.2021
Розділ 3	Розрахунок витрат, пов'язаний з моделюванням алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM	14.06.2021

Завдання видано _____ _____
(підпис керівника) (прізвище, ініціали)

Дата видачі: 20.04.2021р.

Дата подання до екзаменаційної комісії: 15.06.2021р.

Прийнято до виконання _____ _____
(підпис студента) (прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: __ с., __ рис., __ таблиць, __ додатків, __ джерел.

Об'єкт досліджень – система ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM).

Мета дипломної роботи – розробка алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики для субоптимального прийому при використанні технології OFDM в каналах з пам'яттю.

У розділі «Стан питання. Постановка задачі» було детально розглянуто системи бездротового зв’язку, технологію OFDM і її застосування у системах зв’язку.

У спеціальній частині була розглянута задача обробки сигналів OFDM в каналах зв’язку, яка полягає у виділенні з прийнятої послідовності символів прийнятого сигналу. Була розглянута задача оцінювання імпульсної характеристики для оптимальних алгоритмів прийому сигналів OFDM в каналах з пам'яттю.

У економічному розділі виконаний розрахунок витрат, пов'язаний зі створенням програмного забезпечення для впровадження запропонованого алгоритму.

Наукова новизна результатів полягає в розробці: структури канального сигналу OFDM з виключенням захисних інтервалів і спеціальних тестових комбінацій; алгоритмів оцінювання IX системи OFDM, основаних на використанні методу регуляризації і методу найменших квадратів для підвищення завадостійкості прийому сигналів OFDM в каналах з пам'яттю.

Практична цінність полягає в підвищенні завадостійкості обробки сигналів OFDM на прийомі і збільшенні спектральної ефективності системи OFDM в каналах з пам'яттю.

Імпульсна характеристика. Технологія OFDM. Метод найменших квадратів. Алгоритми оцінювання. Канал з пам`яттю. Метод регуляризації.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: __ с., __ рис., __ таблиц, __ приложений __ источников.

Объект исследований - система ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM).

Цель дипломной работы - разработка алгоритмов оценки импульсной характеристики для субоптимального приема при использовании технологии OFDM в каналах с памятью.

В разделе «Состояние вопроса. Постановка задачи »было подробно рассмотрено системы беспроводной связи, технологию OFDM и ее применение в системах связи.

В специальной части была рассмотрена задача обработки сигналов OFDM в каналах связи, которая заключается в выделении из принятой последовательности символов принимаемого сигнала. Была рассмотрена задача оценивания импульсной характеристики для оптимальных алгоритмов приема сигналов OFDM в каналах с памятью.

В экономическом разделе выполнен расчет затрат, связанный с созданием программного обеспечения для внедрения предложенного алгоритма.

Научная новизна заключается в разработке: структуры канального сигнала OFDM с исключением защитных интервалов и специальных тестовых комбинаций; алгоритмов оценивания ИХ системы OFDM, основанных на использовании метода регуляризации и метода наименьших квадратов для повышения помехоустойчивости приема сигналов OFDM в каналах с памятью.

Практическая ценность заключается в повышении помехоустойчивости обработки сигналов OFDM на приеме и увеличении спектральной эффективности системы OFDM в каналах с памятью.

Импульсная характеристика. Технология OFDM. Метод наименьших квадратов. Алгоритм оценивания. Канал с памятью. Метод регуляризації.

ABSTRACT

Explanatory note: __ p., __ fig., __ tabl., __ applications, __ sources.

The object of research is the Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM system.

The aim of the thesis is to develop algorithms for estimating the impulse response for suboptimal reception using OFDM technology in channels with memory.

In the section "State of the issue. Problem Statement "was considered in detail the wireless communication systems, OFDM technology and its application in communication systems.

In a special part, the problem of processing OFDM signals in communication channels was considered, which consists in separating the received signal from the received sequence of symbols. The problem of evaluating the impulse response for optimal algorithms for receiving OFDM signals in channels with memory was considered. The results of simulation using the mathematical package Matlab are presented.

In the economic section, the calculation of the costs associated with the creation of software for the implementation of the proposed algorithm is carried out.

Scientific novelty lies in the development of: OFDM channel signal structure with the exclusion of guard intervals and special test combinations; algorithms for estimating their OFDM system based on the use of the regularization method and the least squares method to improve the noise immunity of receiving OFDM signals in channels with memory.

The practical value lies in increasing the noise immunity of OFDM signal processing at reception and increasing the spectral efficiency of the OFDM system in channels with memory.

Impulse response. OFDM technology. Least square method. Estimation algoritm. Memory channel. Regularization method.

СПИСОКУМОВНИХСКОРОЧЕНЬ

OFDM -Orthogonal Frequency Division Multiplexing;

4G – четверте покоління мобільного радіозв'язку;

5G – п’яте покоління мобільного радіозв'язку;

MCI – межсимвольна інтерференція;

ДПФ – дискретне перетворення Фур’є;

ПЦППР – прийом в цілому з поелементний прийняттям рішення;

ІХ – імпульсна характеристика;

QAM – (Quadrature Amplitude Modulation) – квадратурно-амплітýдна модуляція;

PSK – (Phase Shift Keying) – фазова маніпуляція;

QPSK – (Quadrature Phase Shift Keying(4PSK))– квадратурна фазова маніпуляція;

LTE –(Long Term Evolution) – довготривалий розвиток;

UMTS – (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS) – технологія стільникового зв’язку;

ADSL – (Asymmetric Digital Subscriber Line) – асимметричная цифровая абонентская линия;

VDSL – (Very-high data rate Digital Subscriber Line) – надвисокошвидкісна цифрова абонентська лінія;

UWB – (Ultra-Wide Band) – зверхширока полоса;

АБГШ – адитивний білий гаусів шум;

ЗШПФ (ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье) – зворотне швидке перетворення Фур'є);

ВК(ІК) – випробувальна комбінація;

КС(ПС) – корисний сигнал;

СКВ(СКО) – середньоквадратичне відхилення;

ЗМІСТ

с.

ВСТУП 9

РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ 12

1.1 Бездротові системи зв'язку 12

1.1.1 Структурна схема системи зв'язку 13

1.1.2 Канал зв'язку з пам'яттю 16

1.1.3 Модель каналу зв'язку з великою кількістю несучих 19

1.2 Система OFDM 20

1.2.1 Захисний інтервал системи OFDM 22

1.2.2 Структура сигналу OFDM при наявності пілот-символів 24

1.3 Застосування технології OFDM 27

1.4 Алгоритми обробки сигналів OFDM в каналах зв'язку 28

1.4.1 Класичний алгоритм обробки сигналів OFDM 28

1.4.2 Алгоритм ПЦППР для системи OFDM в каналах з пам'яттю 31

1.4.3 Нова структура потоку OFDM системи 35

1.5 Висновки 37

РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНИЙ РОЗДІЛ 39

2.1 Оцінювання імпульсної характеристики за критерієм максимальної правдоподібності 39

2.2 Поточне оцінювання імпульсної характеристики 41

2.2.1 Поточне оцінювання методом найменших квадратів 41

2.3 Методи оцінювання імпульсної характеристики для системи OFDM в каналах з пам'яттю 43

2.4 Алгоритм оцінювання імпульсної характеристики при новій структурі потоку OFDM системи 46

2.5 Моделювання алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM 47

2.5.1 Імітаційна модель системи OFDM для оцінювання імпульсної характеристики 47

2.5.2 Метод статистичних випробувань - метод Монте-Карло 50
2.5.3 Метод регуляризації для системи OFDM-QPSK 52
2.5.4 Метод регуляризації для системи OFDM-QAM-16 57
2.5.5 Метод найменших квадратів для системи OFDM-QAM-16 60
2.5.6 Метод регуляризації для системи OFDM-QAM-16 при різних значеннях параметра регуляризації 66
2.6 Висновки 70
РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ 72
3.1 Вступ 72
3.2 Визначення трудомісткості розробки продукту 72
3.3 Розрахунок витрат на створення алгоритмів оцінювання системи OFDM для оцінювання імпульсної характеристики 73
3.4 Висновок 76
ВИСНОВКИ 77
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 79
ДОДАТОК А 81
ДОДАТОК Б 82
ДОДАТОК В 83
ДОДАТОК Г 84

ВСТУП

З підвищенням вимог до доступності послуг зв'язку в будь-якому місці і в будь-який час бездротовий зв'язок став одним з найбільших і швидкозростаючих секторів телекомунікацій. Планується найближчим часом значне зростання швидкості передачі даних по бездротових мережах зв'язку. У новому технологічному стандарті мобільного зв'язку 5G для споживачів швидкість передачі інформації досягне 1-2 Гбіт / с. Технологія 5G передбачає високий зріст використання інтернету речей і відтворення сверхчёткого відео.

З постійним приростом кількості користувачів послуг зв'язку сучасні системи зв'язку повинні забезпечувати з високою вірогідністю прийом інформації в складній завадовій обстановці. У системах бездротового зв'язку 4G, 5G застосовуються технології паралельної передачі інформації на декількох піднесучих за рахунок простих алгоритмів реалізації. До такої технології відноситься система ортогонального частотного мультиплексування (Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM).

Технологія OFDM уможливлює підключення одночасно до мережі великого числа абонентів в одному частотному діапазоні.

При технології OFDM високошвидкісний потік даних розбивається на деяку кількість низькошвидкісних потоків, кожен з яких передається на своїй частоті.

Для боротьби з межсимвольной інтерференцією (MCI) в традиційних системах OFDM збільшується тривалість канального символу за рахунок додавання захисних інтервалів між сусідніми OFDM-символами, що дозволяє зберегти ортогональность піднесучих на інтервалі обробки канального символу. При цьому спектральна ефективність традиційної системи OFDM знижується.

Підвищити спектральну ефективність можливо за рахунок використання запропонованих в роботі методів формування нової структури

канального сигналу, застосування алгоритмів прийому повідомлень, заснованих на принципах прийому «в цілому ». При цьому для організації когерентної обробки потрібне знання параметрів каналу в місці прийому.

Таким чином, дослідження і розробка алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM в каналах з пам'яттю є актуальною темою.

Спочатку в теорії оптимальних методів прийому повідомлень основні результати отримані для каналів без пам'яті при повній апріорної інформації про властивості каналу зв'язку.

Коли пам'ять каналу стала серйозною перешкодою завадостійкості передачі повідомлень, розробки багатьох учених були направлені на пошук структури сигналу, при якій пам'ять каналу істотно не проявляється. Однак, з точки зору теорії статистичних висновків, подібні підходи не є оптимальними.

Найбільш значущі результати по розробці алгоритмів обробки сигналів в каналах з пам'яттю були отримані для так званих «послідовних» систем передачі дискретних повідомлень.

Метод послідовної передачі дискретних повідомлень по стохастичним каналах з пам'яттю» був вперше розглянуто у вітчизняних працях Кловським Д.Д. і в зарубіжних працях Хелстрома К.

Проблеми оптимального прийому в каналах з пам'яттю при послідовному способі передачі дискретних повідомлень були розглянуті в роботах багатьох вчених. Зокрема, Кловським Д.Д. було запропоновано використовувати «випробувальний імпульс» в структурі групового сигналу для оцінювання параметрів каналу в місці прийому, а також використовувати зворотний зв'язок за рішенням (ВСР) в оптимальному поелементному приймачі для компенсації сигналів межсимвольной інтерференції, що виникає при високошвидкісній передачі інформації.

У підсумку, під керівництвом Кловського Д.Д. був створений алгоритм прийому« в цілому»з поелементним прийняттям рішення» (ПЦППР), який

володіє в каналі з пам'яттю завадостійкістю, близькою до потенційно досяжної, і який передбачає вивчення властивостей каналу шляхом-оцінювання його імпульсної характеристики.

Оцінювання характеристик каналу зв'язку з пам'яттю при послідовній передачі дискретних повідомлень методом регуляризації і методом максимальної правдоподібності» докладно представлено в роботах Карташевського В.Г.

Методи оптимального прийому, розвинені для прийому дискретних повідомлень в каналах з пам'яттю (MCI) для послідовних систем, виявилося можливимвельми ефективно використовувати і для «паралельних» систем, до яких, як відомо, належить система OFDM. Така можливість стала очевидною з використанням дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), при якому

«Паралельна» система на передачу трансформується в «послідовну» систему передачі відліків обвідної OFDM-символ. Як показано в роботах Карташевського В.Г., алгоритм ПЦППР може бути вельми успішно використаний при прийомі сигналів OFDM в каналах з пам'яттю. Більш того, при використанні алгоритму ПЦППР відпадає необхідність у формуванні на передачу захисних проміжків в структурі сигналу OFDM. Відмова від використання захисних проміжків дає ефект підвищення спектральної ефективності системи OFDM приблизно на 20%.

У роботах багатьох вітчизняних і зарубіжних авторів докладно розглянуто формування OFDM-сигналу, додавання захисних інтервалів, вимоги до системи OFDM, а також схеми прийому і передачі сигналів OFDM.

Важливим властивістю технології OFDM є нечутливість до збільшення затримки многолучевого сигналу OFDM, що забезпечується збільшенням тривалості канального символу OFDM і додаванням в структуру сигналу захисних інтервалів.

РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1. Бездротові системи зв'язку

Розвиток і вдосконалення цифрової бездротового зв'язку здійснюється за рахунок підвищення ефективності використання смуги частот, відведеної для передачі. У новому стандарті бездротового зв'язку 5G планується надати для споживачів швидкість 1-2 Гбіт / с. При високих швидкостях передачі інформації має забезпечуватися висока якість роботи систем зв'язку. Сучасні бездротові системи зв'язку вимагають прийом інформації з високою вірогідністю в складній завадній обстановці.

Надійшли від користувача послуг зв'язку дані обробляються в передавачі, передаються по каналу зв'язку і надходять в приймальний пристрій. В приймачі для відновлення вихідної інформаційної послідовності прийнятий сигнал піддається деякої обробці. Для цього буде потрібно знання параметрів каналу зв'язку.

При проектуванні цифрових бездротових систем зв'язку існує два найважливіших параметра - стійкість і спектральна ефективність, оптимізація яких є важливим завданням.

Перешкодостійкість системи зв'язку можна, можливо охарактеризувати «Ймовірністю помилки при заданому відношенні сигнал / шум для передачі даних через канал »[1]. Також, «під завадостійкістю розуміють здатність системи протистояти шкідливому впливу перешкод на передачу інформації. Потенційна стійкість визначається мінімальним відношення сигнал / шум, необхідним приймача для передачі даних через канал з ймовірністю помилки, що не перевищує заданої »[1]. Приймальний пристрій, реалізує потенційну стійкість перед перешкодами, називається оптимальним.

1.1.1. Структурна схема системи зв'язку

Традиційна система зв'язку, яка містить дискретні повідомлення, характеризується структурною схемою, представленої на рисунку 1.1. Отримані від джерела повідомлень передаються символи $\{a_i\}$перетворюються в кодере в послідовність кодових символів $\{b_i\}$, далі кодові символи b_i в модуляторі перетворюються в сигнал $v(t)$. У системах зв'язку можна вибирати типи кодування і модуляції для вирішення поставлених задач для системи передачі повідомлень.

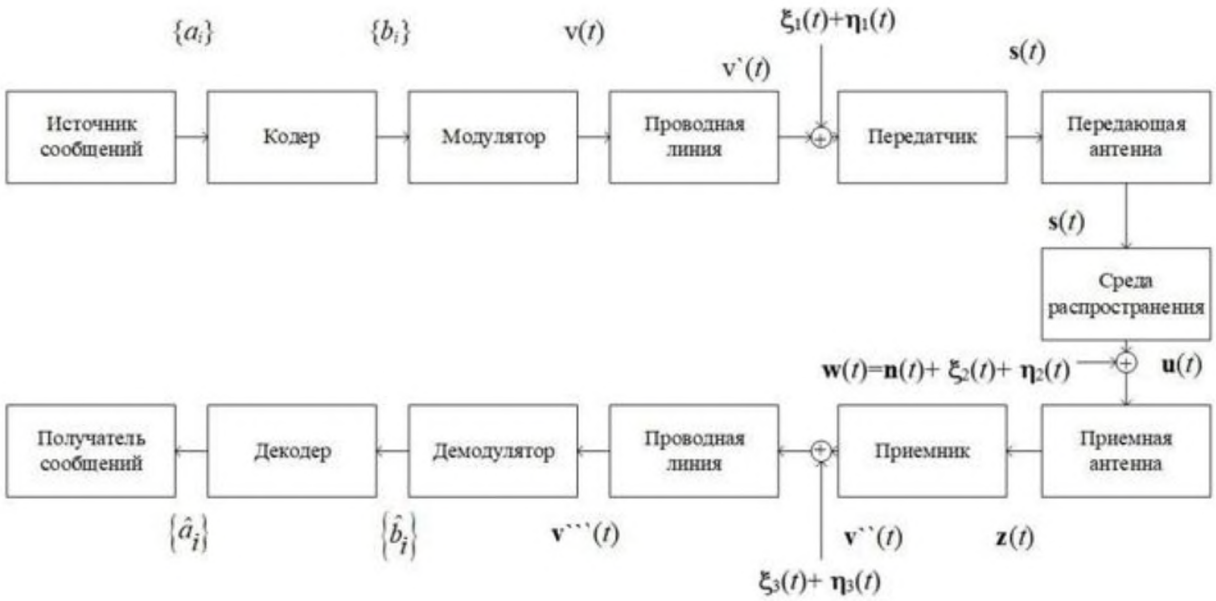


Рисунок 1.1 - Структурна схема системи передачі дискретних повідомлень

Розглянемо типи модуляції, використовувані в сучасних системах зв'язку.

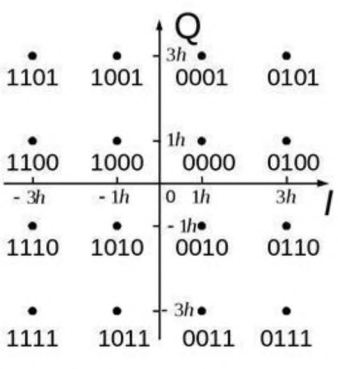
На рисунку 1.2 представлені часто використовувані види модуляції: фазова модуляція (QPSK, 8PSK) і квадратурная амплітудна модуляція (QAM-16), де простір сигналів можна розглядати в якості геометричного місця сигнальних точок.

При квадратурной амплітудної модуляції QAM інформаційними є два параметри амплітуда і початкова фаза. Сигнал QAM, що надходить в канал зв'язку, набуває вигляду:

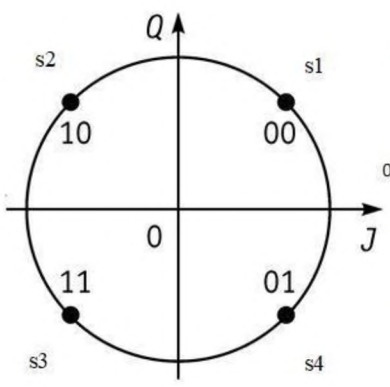
$$s_{QAM} = s_i u(t)\cos 2\pi f_0 t - s_j u(t)\sin 2\pi f_0 t;\ \ i, j = \overline{1, M}, \qquad (1.1)$$

де s_{QAM} - огинає узгоджена з низькочастотними тимчасовими характеристиками каналу зв'язку.

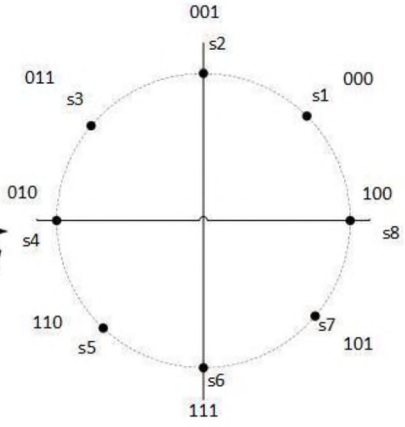
У сучасних цифрових системах передачі інформації широко використовується фазова модуляції. Часто застосовується «чотирьохфазна модуляція QPSK, заснована на передачі чотирьох сигналів, кожен з яких несе інформацію про двох бітах вихідної двійковій послідовності» [1; 5]. Залежно від значень кодових символів «00», «01», «10» або «11» фаза сигналу може змінюватися на 45, 135, 225 або 315 градусів (при одному з варіантів сигнального сузір'я QPSK). Сигнальні сузір'я QPSK і 8PSK показані на рисунку 1.2, в модуляції 8PSK (при числі кодованих біт рівним трьом) відстань між сигнальними точками зменшується, що призводить до зменшення завадостійкості даного виду модуляції 8PSK, тому для високошвидкісної передачі даних 8PSK використовується рідко. В цілому, стійкість модуляції PSK менше, ніж QAM-модуляція, так як відстань між сигнальними точками в системі PSK менше ніж в QAM- модуляції. Інші використовувані види модуляції в сучасних системах зв'язку описані в роботах [1].



QAM-16



QPSK



8PSK

Рисунок 1.2 - Сигнальні сузір'я модуляції QAM-16, QPSK, 8PSK

На структурній схемі рисунка 1.1 модульований сигнал надходить в провідну лінію, яка є вставками проводів між модулятором і передавачем.

Далі на вхід приймальної антени надходить сигнал виду:

$$z(t) = u(t) + w(t), \tag{1.2}$$

Головною вимогою систем зв'язку є забезпечити прийом інформації з високою вірогідністю, виконання якого заважають помилки, що з'являються за рахунок внутрішніх і зовнішніх перешкод.

«Існує класифікація перешкод в залежності від впливу на корисний сигнал:

– мультиплікативні завади;

– адитивні перешкоди.

Мультиплікативні перешкоди призводять до спотворень сигналу за рахунок випадкових і відомих в місці прийому змін каналу зв'язку. Випадкові мультиплікативні перешкоди проявляються в ефекті безперервних і хаотичних змін рівня сигналу, тобто у вигляді замираний сигналу »[41]. Поява замирань сигналу в каналі зв'язку відбувається за рахунок багатопроменевого поширення. Все це викликає істотне розсіювання енергії сигналу за часом і частоті.

На структурній схемі рисунка 1.1 дію мультиплікативний перешкод показано перетворенням $v(t) \rightarrow v'(t)$ на передачу, $s(t) \rightarrow u(t)$ у середовищі поширення і $v'(t) \rightarrow v'(t)$ на прийомі.

Флуктуаційні перешкоди характеризуються відносно рівномірним розподілом і такими факторами, як теплові та космічні шуми, внутрішні шуми апаратури, сигнали заважають станцій, а також інші атмосферні перешкоди. Дія таких перешкод відображено на структурній схемі рисунка 1.1 сигналом $n(t)$.

Зосереджені перешкоди - це перешкоди, основна енергія яких зосереджена в невеликих ділянках діапазону частот. Також перешкоди мають тривалий у часі характер і створюються сигналами сторонніх радіостанцій, дією промислових перешкод, сигналами сусідніх жив в кабелі, зосереджені перешкоди $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$, $\xi_3(t)$ на рисунку 1.1 показані в місцях можливого виникнення.

Імпульсна перешкода - це послідовність заважають імпульсів з тривалістю менше тривалості корисного сигналу, може бути регулярної або хаотичної. Імпульсна перешкода займає всю смугу частот корисного сигналу і здатна погіршити вірність прийому повідомлень. На рисунку 1.1 імпульсні перешкоди позначені $\eta_1(t)$, $\eta_2(t)$,$\eta_3(t)$.

Схему на рисунку 1.1 можна спростити, припускаючи лінійність каналу зв'язку, тобто вважати, що все перешкоди додаються перед входом приймального пристрою [6].

1.1.2 Канал зв'язку з пам'яттю

Розглянемо поняття каналу зв'язку з пам'яттю. Інфрачервоний промінь може досягати точки прийому по декількох шляхах поширення (Рисунок 1.3), відбившись від різних поверхонь. На прийомі сигнал складається з декількох копій одного і того ж сигналу, що передається, що мають власну потужність і затримку фази сигналу.

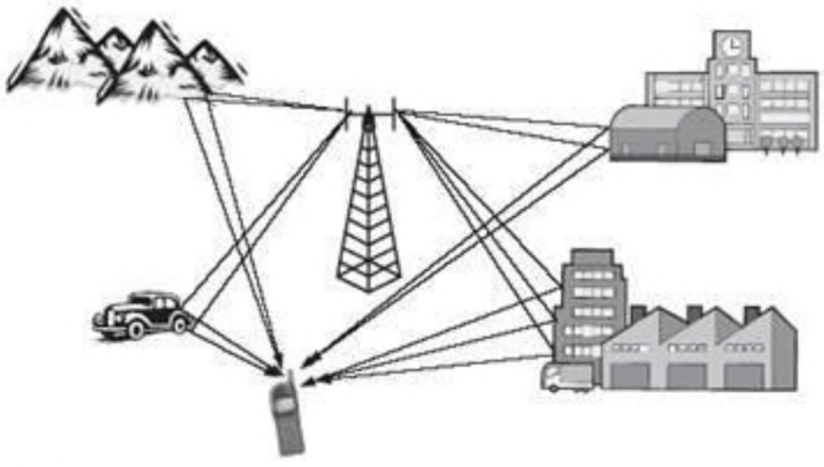


Рисунок 1.3 - Різні шляхи поширення сигналу

Затримка поширення променів в місці прийому призводить до появи межсимвольной інтерференції (MCI).

Міжсимвольні інтерференція спостерігається, коли на символ, який приймає протягом заданого періоду часу, впливають сигнали від інших символів, затриманих через багатопроменевого поширення. Якщо один символ зміщений у часі, він впливає на сусідні символи (рисунок 1.4).

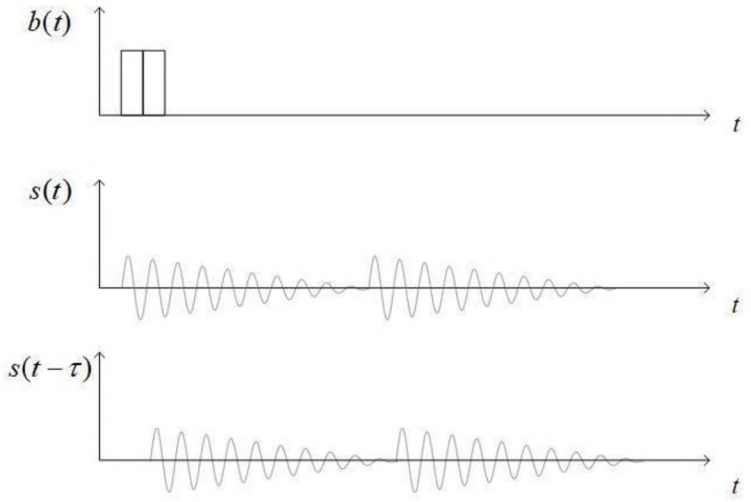


Рисунок 1.4 - Вплив сусідніх сигналів в многолучевой середовищі

Після каналу з многолучевостью кожен символ буде отриманий відразу в декількох інтервалах часу і / або може бути зміщений в рамках свого інтервалу часу. Отже, на прийомі збільшиться кількість помилок за рахунок згубного впливу явища MCI.

Приклад імпульсної характеристики (IX) каналу з межсимвольной інтерференцією зображений на рисунку 1.5.

Кількість перекриваються символів в системі з однією несучою визначається як

$$N_{МСИ,1} = \frac{\tau_{max}}{T_d}, \qquad (1.18)$$

де *Тmax* – максимальна тимчасова затримка сигналу, *Td* – тривалість переданих символів.

Для сисием передачі зв'язку з високою швидкістю передачі даних і короткою тривалістю символів *Td< Tmax* ефект межсимвольної інтерференції може бути дуже істотний, і складність приймача може дуже сильно зрости.

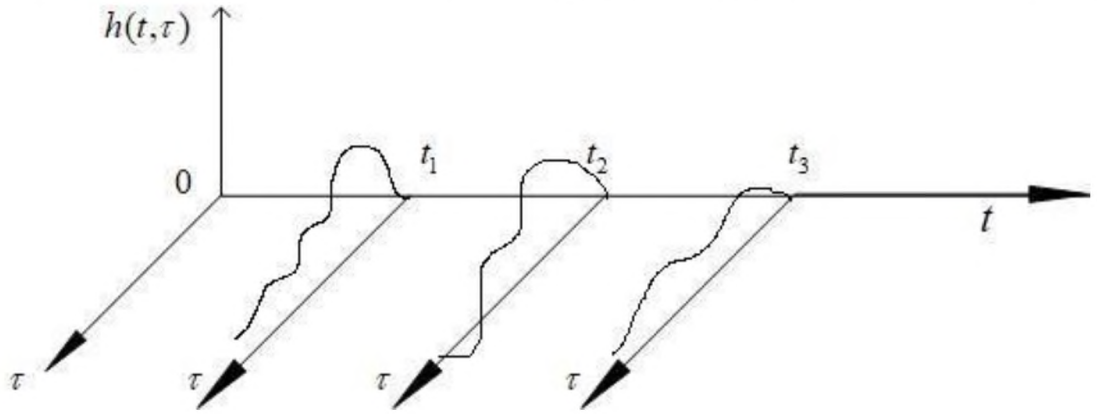


Рисунок 1.5 – приклад імпульсної х-ки каналу з межсимвольною інтерференсією

Якщо тривалість передаваючого символа значно більше, ніж максимальна затримка, вплив MCI виражено слабо. Цей факт використовується в системах з багатьома несучими (Nc – кількість несучих), де тривалість кожного переданого символу на кодній несучої істотно більша Tmax, і при цьому вплив MCI зменшується. Кількість інтерферуючих символів в системі з багатьма несучими визначається як

$$N_{MCI,N_c} = \frac{\tau_{max}}{N_c T_d}. \qquad (1.19)$$

У даній роботі при математичному моделюванні каналу зв'язку з пам'яттю необхідно в формулі 1.2 записать $u(t) = s(t) \otimes h(t)$, де імпульсна х-ка h(T) залежить від пам'яті каналу зв'язку.

Канал з пам'яттю можливо охарактеризувати «пам'ятю канала M, являючою тривалістю іспульсної реакції, показаній числом тактових інтервалів»[90]. «При наявності явно вираженого тимчасового розсіювання t і пам'яті канала M=t/dt можна стверджувати, що на будь-який відлік

прийнятого сигналу буде надавати вплив кожен з (M-1) попередніх відліків»[4, 5].

Досвід побудова сучасних систем зв'язку дозволили уточняти канали зв'язку. Таким чином, моделі каналів визначені статистикою многолучёвості. Існуючі моделі каналу відрізняються кількістю променів поширення, затримкою сигналу, середовищем поширення та ін. Прикладами моделей дискретних багатопроменевих каналів є COST 207, COST 231, COST 259, COST 273, CODIT, JTC, UMTS, LTE і ін. [90]

1.1.3 Модель каналу зв’язку з великою кількістю несучих

В даний час в сучасних системах бездротового зв'язку використовуються паралельні системи з безліччю несучих через їх численних достоїнств. До таких технологій належить система «Ортогональним частотним розділенням ущільнення каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)» [4].

При реалізації системи з багатьма несучими в частотної області можна зменшити вплив MCI, домогтися відсутності селективних завмирань на піднесе і сталості спектру протягом одного OFDM-символу. Правильний вибір параметрів системи OFDM дозволяє реалізувати ці переваги. На виході дискретного каналу формується вибірка з безперервної функції передачі каналу H(f,t) в часі зі швидкістю 1/Tt, обумосленої тривалістю символів OFDM, і по частоті – з урахуванням величини інтервалу fs для всіх використовуваних нусучих, яка відповідає системі сигналів з бещліччу несучих

$$H_{n,i} = H(nF_s, iT_s') = \sum_{p=0}^{N_p-1} \alpha_p e^{j(2\pi(f_{d,p}iT_s' - nF_s\tau_p)+\varphi_p)} = a_{n,i}e^{j\varphi_{n,i}},$$

де Ts – занальна тривалість OFDM-символу, включаючи захисний інтервал.

Принцип передачі з безліччю несучих полягає в перетворенні високошвидкісного послідовного потоку даних в кілька паралельних підпотоків, що працюють на більш низькій швидкості. Кожен підпотоків

модулює свою поднесущую і швидкість на кожній піднесе набагато менше, ніж первісна швидкість послідовних даних.

На рисунку 1.6 показаний приклад модуляції безлічі несучих з чотирму підканалами N=4. Для демострації принципів роботи систем с безлічу несучих часто використовується тривимірне уявлення в координатах час/частота/потужність.

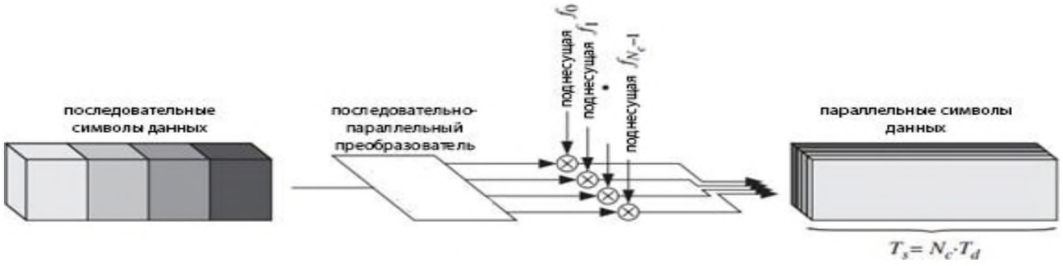


Рисунок 1.6 - MC модуляція з 4 підканалах

Процедура формування сигналу OFDM технічно досить проста і ефективно використовується для модуляції декількох піднесуть на основі цифрової обробки сигналів [2].

1.2 Система OFDM

OFDM є випадок одночасної передачі потоку цифрових даних по багатьом частотним каналам. Одним з головних переваг системи OFDM вважається висока стійкість до узкополостним і частотно-селективним завмирань. В інших системах з одним несучим коливанням узкополостная перешкода, яка потрапляє на цю частоту, або завмирання на даній частоті, можуть перервати передачу даних. У багаточастотних системах в аналогічних ситуаціях виявляється пригніченою лише мала частина тих, що піднесуть коливань[8].

У системі OFDM на кожній частоті, передається цифровий низкоскоростной потік даних [1; 2; 9]. Тривалість OFDM-символу вибирається досить великий і додаються тимчасові захисні інтервали між

символами. Це дозволяє виключити вплив сусідніх символів при MCI в каналах з розсіюванням і затримкою сигналу в місці прийому.

При технології OFDM досягається формування ортогональних сигналів на близько розташованих частотах сусідніх піднесуть за рахунок використання дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) за допомогою відомих алгоритмів ШПФ. При прийомі сигналів системи OFDM також застосовується ДПФ [11; 12; 13; 14].

Коли сигнали в різних каналах виявляються ортогональними, відсутні міжканального перешкоди. Ортогональность можлива тільки в тому випадку, якщо між частотами піднесуть гармонійних коливань є точне співвідношення, наприклад, на інтервалі Т укладається ціле число періодів кожної використовуваної піднесе [8].

На рисунку 1.7 представлена спектральна щільність одного OFDM-символу, що містить аналогові радіоімпульси на декількох піднесуть, віддалених по частоті один від одного на інтервали, кратні $\Delta f=1/T$.

До основних переваг OFDM відносяться:

- Збереження високи швидкостей передачі, при ефективному використанні симуги частот і боротьби з перешкодами;
- Проста реалізація системи OFDM щодо інших систем; До важливих недоліків OFDM системи відносяться:
- Висока чутливість до змін частоти і фази сигналу на прийомі щодо опорних сигналів в приймальному пристрої [2];

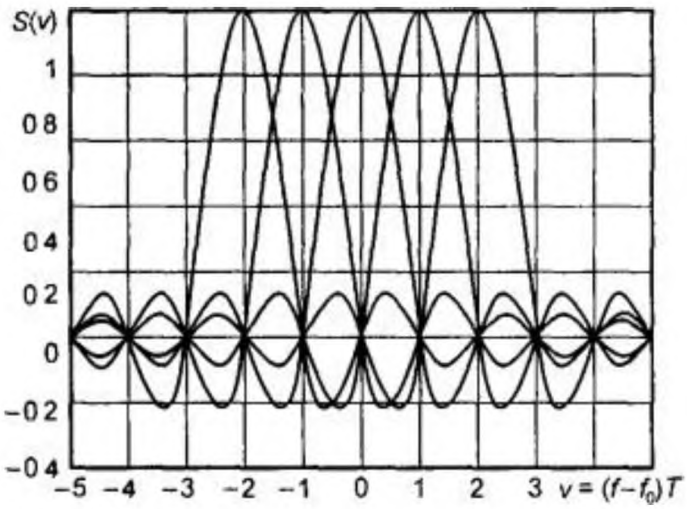


Рисунок 1.7 - Спектральна щільність одного OFDM-символу

- «Високе значення відношення пікової потужності сигналу до її середньому значенню, що знижує енергетичну ефективність передавачів сигналів» [8; 81; 62; 65];
- Застосування захисних проміжків в системі OFDM дає зменшення спектральної ефективності системи зв'язку.

1.2.1 Захисний інтервал системи OFDM

Головною привабливою властивістю традиційної системи OFDM є нечутливість до збільшення затримок многолучевого сигналу[3]. Це забезпечується збільшенням тривалості OFDM-символу.

Також щоб усунути міжсимвольні інтерференцію між сусідніми OFDM-символами вводиться захисний часовий інтервал Тз. Якби цей захисний інтервал не містив зовсім значень сигналу, то могла б виникнути міжканального інтерференція між різними поднесущими через порушення їх ортогональності.

На рисунку 1.8 зображені два різних піднесуть гармонійних коливання з цілим числом періодів на інтервалі тривалістю Т, поднесущие відносяться до різних променів прийнятого OFDM-сигналу. На рисунку 1.10 показано, що між променями є тимчасова затримка t.

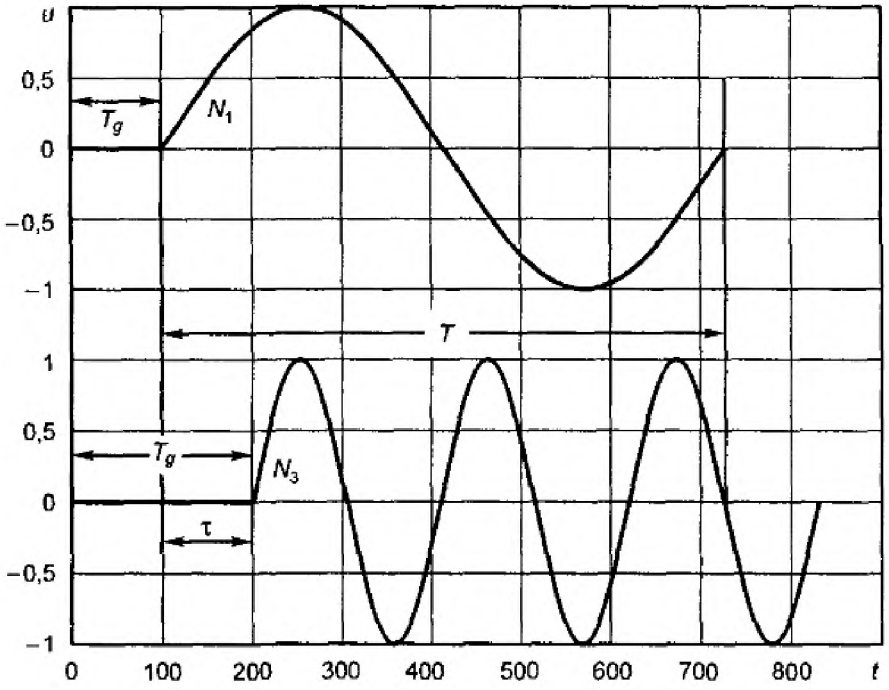


Рисунок 1.8 - Порушення ортогональности піднесуть двох променів

Якщо а прийомі береться інтервал інтегрування для виділення QAM-символу піднесучої, то на цьому інтервалі для піднесучої N3 другого променя вміщується неціле число періодів, і отже піднесуче виявляється не ортогональними. Поднесуча N3 містить QAM-символ і внесе додаткову заважаючу поправку в результат інтегрування несучої N1»[4].

Для усунення порушення ортогональності через багатопроменевого поширення, кожне поднесущая коливання циклічно триває на захисний інтервал (рисунок 1.9). У цьому випадку затримка променів на час t не призведе до порушення ортогональності між поднесущими, оскільки на будь-якому інтервалі T буде укладатися ціле число періодів кожної піднесе. Дана властивість системи OFDM актуально, якщо затримка сигналу в місці прийому dt за рахунок дії MCI не перевищує щахисний інтервал Td.

Сигнал на захисному інтервалі прийнято називати префіксом, він формується шляхом періодичного продовження миттєвих значень комплексної обвідної OFDM-сигналу на захисний інтервал [4].

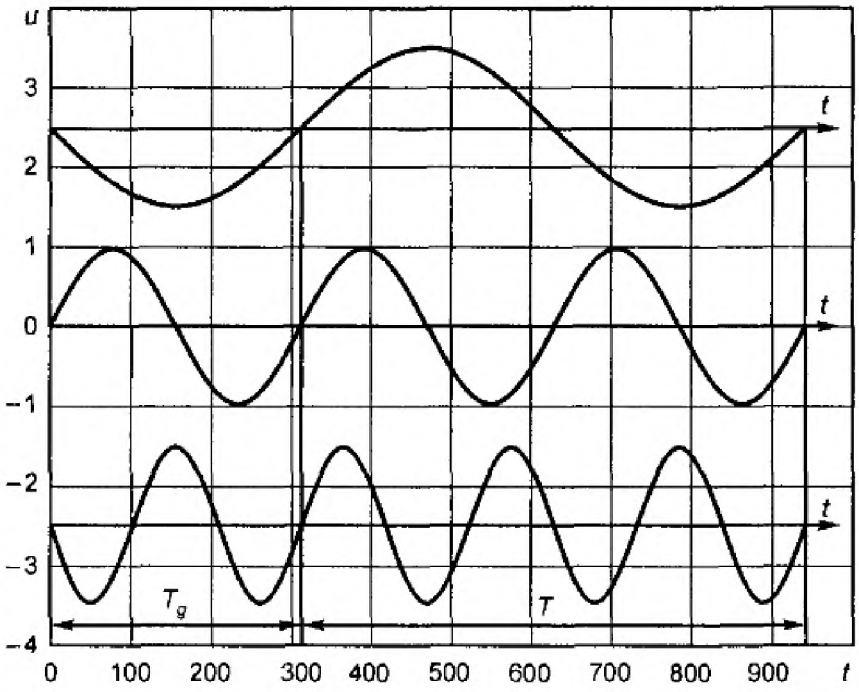


Рисунок 1.9 - Захисний інтервал і циклічний префікс

В системі OFDM при збільшенні затримки $\Delta\tau$ у каналі зв'язку захисного інтервалу в структуру сигналу стає недоцільним.

Головним недоліком формування захисного інтервалу на передачу є зниження спектральної ефективності системи OFDM, приблизно на 20%.

1.2.2 Структура сигналу OFDM при наявності пілот-символів

На прийомі при обробці сигналів OFDM необхідно знати параметри каналу зв'язку, які можна оцінити за наявними в структурі сигналу пілот-символам.

Пілотні символи мультиплексируются в загальний потік даних, існує кілька видів структур розташування OFDM-символів. Розглянемо види структур розташування пілот-символів.

Структура пілот-символів може бути декількох видів:

- блокова структура;
- комбінована структура;
- сіткова структура.

Блоковий тип структури розташування пілот-символів представлений на рисунку 1.10. При такій структурі символи OFDM, що містять в тому

числі пілот-символи, на всіх тих, що піднесуть передаються періодично для оцінки параметрів каналу. З рисунка 1.10 видно, що деякий OFDM-символ повністю містить пілотні символи.

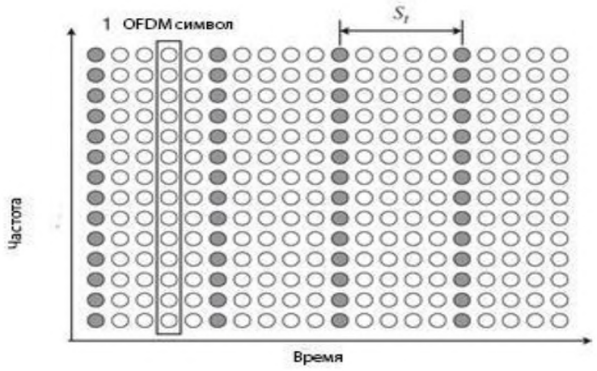


Рисунок 1.10 - Блокова структура розташування пілот-символів

Позначемо St періодом повторення пілот-символів. Щоб відстежувати змінюючуюся в часі характеристику канала зв'язку необхідно розмістити пілот-символи так часто, як це дозволить інтервал сталості каналу. Якщо відстежувати доплеровское зміщення частоти, то період повторення пілот-символу задовільняти нерівності St<1/fdop, fdop – доплеровский зсув частоти.

Комбінована структура розташування пілот-символів зображена на рисунку 1.11. При такій структурі кожен OFDM-символ включає в себе пілот-символи на періодично розташованих піднесуть, які використовуються для отримання оцінок в частотної області.

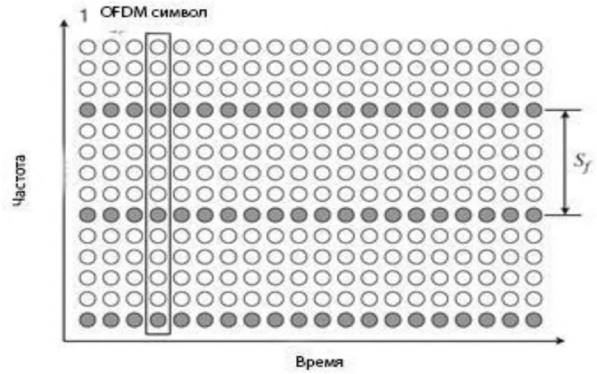


Рисунок 1.11 - Комбінована структура розташування пілот-символів

Нехай Sf – період пілот-сигналу в одиницях частоти. Так, як узгоджена смуга визначається обернено пропорційно максимальну розкидку затримок qmax, період пілот-символів повинен щадовольняти наступної нерівності: Sf<=1/qmax.

Сіткова структура показана на рисунку 1.12. При такій структурі розташування пілот-символи розташовуються уздовж і тимчасової, і частотної осей з певними періодами. Пілот-символи, розподілені по обох осях, полегшують процедури отримання оцінок параметрів каналу в частотної / тимчасової області.

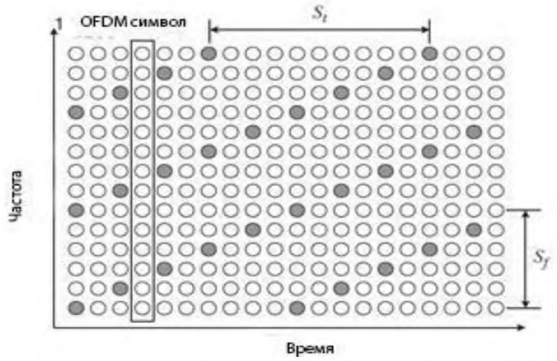


Рисунок 1.12 - Сеточная структура розташування пілот-символів

Нехай Sf і St – періоди пілот-символів в часі і частоті відповідно. Для відстеження змінюючихся в часі та частотно-селективних характеристик канала зв'язку періоди пілот-символів повинні відповідати обом нерівностям, так що $S_t \le \frac{1}{f_{dop}}$, $S_f \le \frac{1}{\sigma_{max}}$ где f_{dop} и σ_{max} позначають доплеровське зміщення і максимальний розкид затримок відповідно[1].

Таким чином, вибір структури розташування пілот-символів системи OFDM залежить від умов поставленого завдання відстеження характеристик каналу зв'язку.

Наприклад, для частотно-селективних моделей каналів варто вибирати блокову структуру розташування пілот-символів, оскільки пілот-сигнали введені на всіх тих, що піднесуть. Комбіновану структуру доцільно використовувати для каналів з швидкими завмираннями, але не для частотно-селективних каналів, де застосовується блокова структура. Сіткова структура

підходить для відстеження змінюються в часі каналів зв'язку і частотно-селективних характеристик каналу зв'язку.

1.3 Застосування технології OFDM

До областей застосування системи OFDM відносяться бездротова і дротяний зв'язок [2; 5; 15].

Технологія OFDM введена для систем бездротової передачі даних радіозв'язку, радіомовлення і телебачення.

Системи OFDM використовуються в мережах 5G, де передбачається високий зростання використання Інтернету речей. До мереж поколінь 5G визначені основні вимоги за ключовими показниками: висока швидкість передачі даних, висока спектральна ефективність, щільність трафіку, мобільність абонента і т.д. Одним з технологічних рішень для нового стандарту мобільного зв'язку 5G є використання технології OFDM.

Використання в бездротових каналах зв'язку в наступних стандартах цифрового наземного і супутникового телерадіомовлення: стільникового телебачення DVB-H, DVB-SH, DVB-T2, DVB-T2lite, T-DMB, ISDB-T, MediaFLO, DAB, DAB +, використовувані в різних країнах - Південна Корея, Японія, РФ, Бразилія, США, Англія, Німеччина, вітчизняній системі PABIC, і в інших стандартах телерадіомовлення DRM, DRM +, DVB-T, DVB-T2, Eureca-147 [17]. У провідних каналах зв'язку використовується в стандарті кабельного цифрового телевізійного мовлення DVB-C2 і передачі даних ADSL і VDSL.

Система OFDM застосовується для передачі даних по лініях електропередач на основі стандарту PLC.

А також технологія OFDM використовується в стандартах передачі даних «IEEE 802.11a / g / n / ac», «IEEE 802.16d / e», «IEEE 802.16m», LTE і LTE-A.

Відомо застосування технології OFDM в надширокосмугових мережах передачі даних на основі «стандарту IEEE 802.15.3a (Ultra-Wideband

Technology, UWB)» і наступних розробок.

Активно OFDM впроваджується в супутникових та радіорелейних системах зв'язку.

1.4 Алгоритми обробки сигналів OFDM в каналах зв'язку

Завдання обробки сигналів в каналах зв'язку полягає в найкращому (оптимальному) виділення з прийнятого сигналу на уже згадуваному інтервалі часу рішень про передану послідовності символів, найменш відрізняється від переданої послідовності.

Класичний алгоритм прийому OFDM сигналів реалізується методом когерентної демодуляції з використанням дискретного перетворення Фур'є через алгоритми ШПФ [8, 9]. При появі пам'яті в каналі зв'язку завадостійкість класичної схеми прийому сигналів OFDM знижується.

Методи оптимального прийому, розвинені для прийому дискретних повідомлень в каналах з пам'яттю для послідовних систем, доцільно використовувати для системи OFDM. Зокрема, алгоритм прийом в цілому з поелементний прийняттям рішення ПЦППР може бути використаний на прийомі сигналів OFDM в каналах з пам'яттю [3; 8].

1.4.1 Класичний алгоритм обробки сигналів OFDM

При прийомі сигналів OFDM застосовується традиційний метод когерентної демодуляції, при якому повинні бути відомі опорні значення амплітуди і фази сигналу. Це дозволяє отримати сигнальне сузір'я використовуваної модуляції, наприклад, QAM. Це дозволяє отримати оцінки QAM-символів з формули (1.1). на рисунку 1.13 показана традиційна схема прийому сигналів OFDM.

Після каналу зв’язку сигнал надходить в блок підсилювача і перетворювача частоти. Потім, комплекстна огинаюча приймаючого OFDM-сигнала поступає в блок АЦП для отримки відліків огинаючої. Перед подальшою обробкою відліків OFDM захисні тимчасові інтервали постфікса і

префікса видаляються. Блок послідовно-паралельного перетворення формує вектор відліків OFDM Z в блоці БПФ формуються оцінки QAM-символів, що передаються в блок сигнального декодування для отримання прийнятого інформаційного повідомлення.

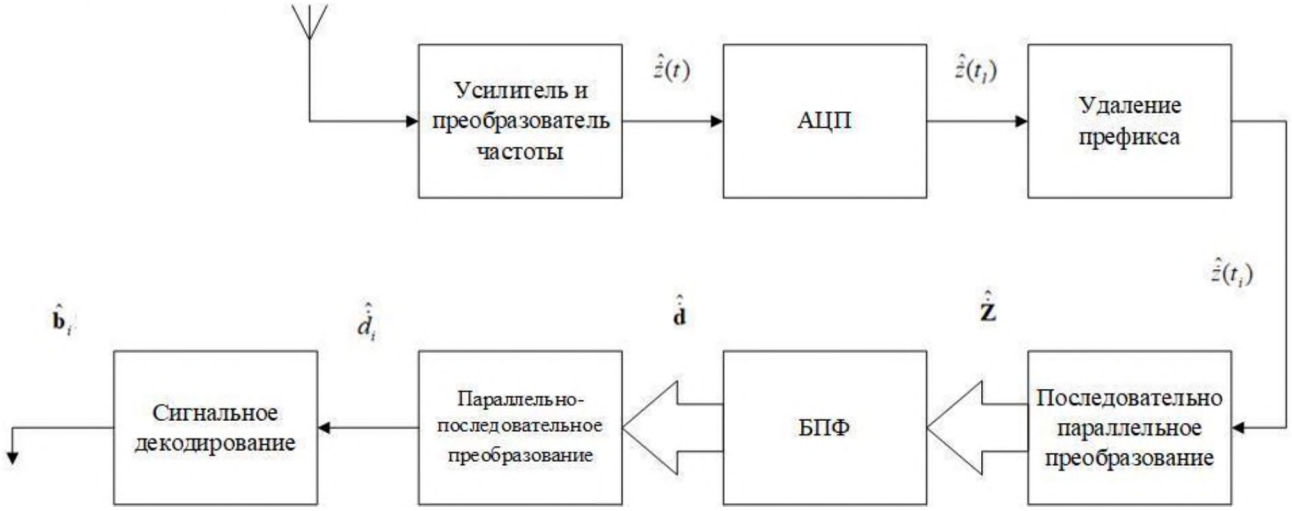


Рисунок 1.13 - Структурна схема когерентної демодуляції OFDM-сигналу

Для подальшої обробки сигналів OFDM виділяються тіки Ns відліків z(ti), i=0,1,2,...,Ns – 1, розташованих на інтервалі T, відліки префікса і постфікса на інтервалі часу Tg відкидаються в блоці видалення префікса.

Потім в блоці послідовно-паралельного перетворення відбувається нагромадження відгуків z(ti), поступаючих послідовно в часі, та перетворення в вектор-столбець Z.

Далі перетворення сигналу відбувається в блоці БПФ, де виконується основна операція схеми прийому – видалення и оцінювання QAM-символів, тобто формується оцінка d. Оцінені відгуки d передаються в блок сигнального декодування, на виході яко з'являються оцінки прийнятого повідомлення bi.

Канали с MCI можливо характеризувати імпульсною х-кою h(t).

Таким чином, Z на вході приймача представляється твором прийнятого сигналу і IX канала зв'язку так як в блоці ШПФ обчислюється перетворення Фур'є Z, то для QAM-символів di запишемо:

$$\hat{\dot{d}}_i = \dot{H}_i \dot{d}_i + \eta_i,\ i = 0,1,2,...,N_s - 1, \qquad (2.1)$$

де ni – випадкова величина, що є перетворенням Фур'є від БГШ в каналі зв'язку; *Hi* – коефіцієнт передачі каналу на частоті піднесучої з номером і, визначений за формулою:

$$\dot{H}_i = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{h}(l\frac{T}{N_s-1})\exp\{-j2\pi\frac{l\cdot i}{N_s-1}\},\ i = 0,1,2,...,N_s-1$$

При застосуванні класичної схеми прийому OFDM перед операцією QAM-демодуляції необхідно канальний множник *Hi* оцінити і компенсувати. Для оцінки канального множника *Hi* використовується пілот-символи, які вставляються в послідовності переданих символів на кожній паднесе або в поднесучих з певною черговістю, як описано в 1 розділі, структура розташування пілот-символів залежить від каналу зв'язку і буде розглянута далі.

Розглянемо стійкість класичної сехми прийому сигналів OFDM при наявності пам'яті в каналі зв'язку, що відповідає структурній схемі когерентного прийому рисунка 1.13.

На рисунку 1.14 приведена залежність ймовірності помилки від відносини сигнал / шум, отримана алгоритмами прийому OFDM-символів класичною схемою, розглянута для пам'яті каналу M=3 і для каналу без пам'ті, для заданої імпульсної х-ки *h0*=1,4; *h1*= -0,4; *h2*=0,25.

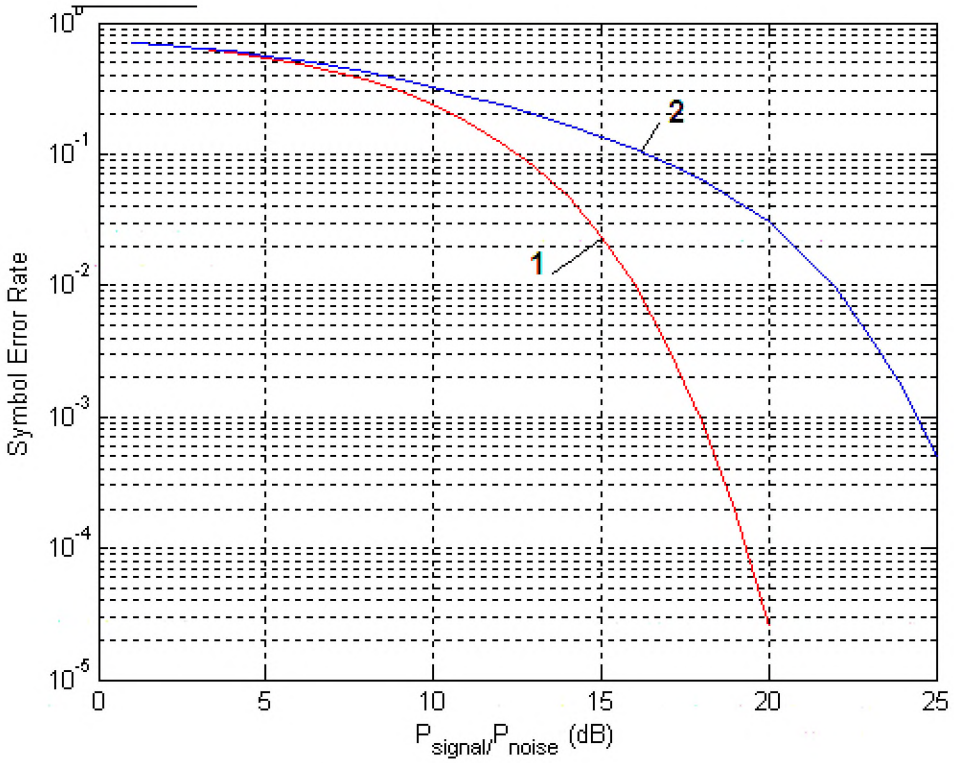


Рисунок 1.14 - Перешкодостійкість класичної схеми прийому сигналів OFDM (крива 1 - канал при відсутності пам'яті, крива 2 - канал з пам'яттю)

Згідно рисунку 1.14 отримані наступні висновки завадостійкості когерентного прийому OFDM-символів:

1. При відношенні сигал/шум *Рс/Рш=20дБ* ймовірність похибки змінюється від 2*10^-5 при відсутності пам’яті до величини 3*10^-2 при наявності пам’яті, тобто змінюється практично на 3 порядки;

2. При ймовірності похибки дорівнює 10-3 енергетичний програш становить 6 дБ при появі пам’яті в каналі зв’язку.

Розглядаючи стійкість класичної схеми когерентного прийому OFDM-сигналів, заснованої на застосуванні ДПФ, можна зробити висновки про недоцільність її використання у разі появи пам'яті в каналах зв'язку і збільшенні значень відносини сигнал / шум.

1.4.2 Алгоритм ПЦППР для системи OFDM в каналах з пам'яттю

При новій структурі потоку OFDM-символів з виключенням захисних інтервалів в каналах з пам'яттю пропонується включити в схему прийому

додаткову обробку, засновану на алгоритмі ПЦППР. Даний алгоритм дозволить підвищити стійкість схеми прийому OFDM сигналів в каналах з розсіюванням, обумовлених дією MCI. Структурна схема прийому OFDM сигналу з блоками ПЦППР і оцінювання параметрів каналу представлена на рисунку 1.15.

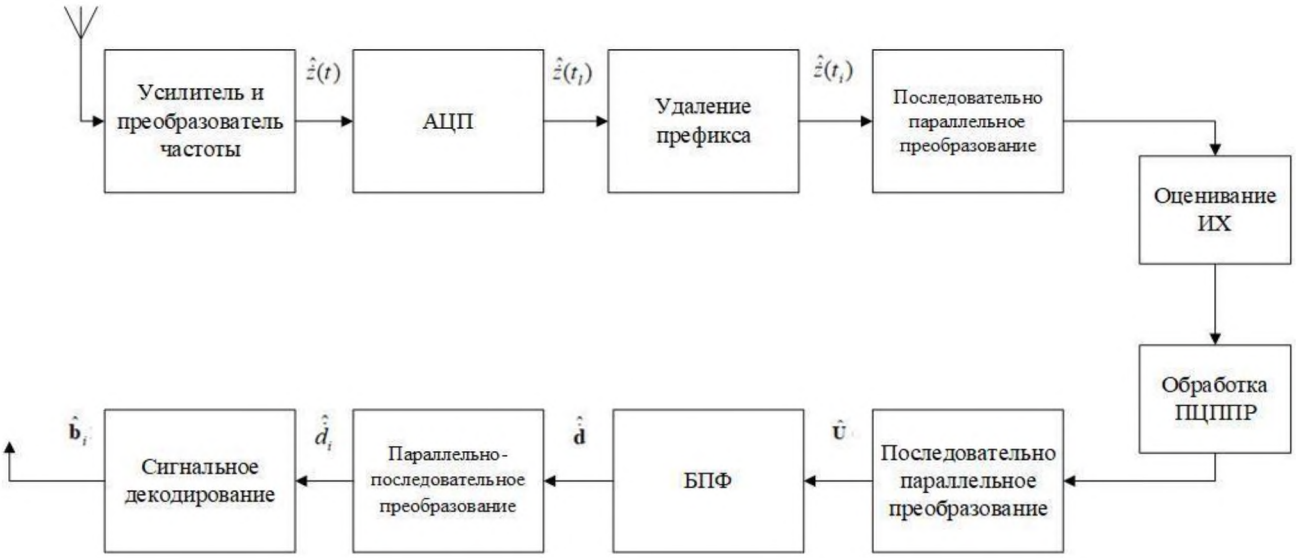


Рисунок 1.15 - Структурна схема прийому OFDM сигналу з алгоритмом ПЦППР в каналах з пам'яттю

При значеннях імпульсної характеристика незмінні каналу h_0, h_1, ... h_{M-1}сигнал, що приймається, що спостерігається на інтерваліT_a= (N + M −1) Δτ, системи OFDM запишеться у вигляді:

$$z(t, \mathbf{U}_j) = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \Delta t) + w(t), \qquad (2.3)$$

Де $\mathbf{U}_j = [\dot{u}_0, \dot{u}_1, ..., \dot{u}_{N-1}]_j^T$ - вектор відліків обвідної OFDM-символа, *w(t)* – реалізація аддитивної перешкоди, w(t) = реалізація адитивної перешкоди, [.]T-символ траспонування.

На інтервалі аналізу $T_a = (N + M - 1)\Delta t$ слід шукати спільно оцінки макстмальної правдоподібності переданих відліків обвіднгої OFDM-символу.

Для каналу з незмінними параметрами і АБГШ w(t) спільно оптимальні згідно (2.3) оцінки складових вектора U можуть бути знайдені за правилом

$$\hat{\mathbf{U}} = \arg\min_j \{\int_0^{T_a} [z(t) - \sum_{k=0}^{N-1} u_{kj} h(t - k \cdot \Delta t)]^2 dt\}, \qquad (2.4)$$

Застосування схеми оптимального прийому в каналі з пам'яттю, використовує процедуру «прийому в цілому» неприпустимо, так як, наприклад, при використанні модуляції QAM-16 (N=16) для оцінки di необхідний перебір всіх можливих варіантів реалізації 16-річний символів на 16 позиціях вектора U.

Отже, мінімізація в (2.4) неможлива з використанням переборних алгоритмів. Очевидно, що знаходження з виразу (2.4) оцінок максимальної правдоподібності складових вектора U еквівалентно розв'язання оберненої задачі по оцінці вектора U з рівняння (аналог рівняння (2.3))

$$\mathbf{Z} = \mathbf{HU} + \mathbf{W}, \qquad (2.5)$$

де $\mathbf{W}=[w_0, w_1, ..., w_{N+M-1}]^T$ - вектор відліків шуму

Якщо елементи матриці відліків імпульсної характеристики H відомі, то оцінки компонент вектора U з ймовірністю 1 визначають головне квазірішення рівняння (2.5) [1]. Дане квазірішення $\hat{\mathbf{U}}$ мінімізує невязку $\|\mathbf{H}\hat{\mathbf{U}} - \mathbf{Z}\|$ і норму $\|\hat{\mathbf{U}}\|$

а елементи матриці U шукаються з умови мінімізації функціонала $\|\mathbf{HU} - \mathbf{Z}\|^2 + \alpha\|\mathbf{U}\|^2$ з параметром реалізації а[27].

Мінімізуючи функціонал регуляризації звичайним способом, для регульованих рішень (оцінок) можна отримати систему рівнянь[8,27,29,133]:

$$\alpha\psi_k + \sum_{i=0}^{N+M-1} \gamma_{ki}\psi_i = f_k, \qquad k = 0,1, \ldots N+M-1, \qquad (2.6)$$

де $\gamma_{kj} = \sum_{i=0}^{N+M-1} h_{ik}h_{ij}$, $f_k = \sum_{i=0}^{N+M-1} h_{ik}z_i$.

Матричний запис оцінок відліків OFDM-символів вектора U методом регуляризації має вигляд:

$$\hat{\mathbf{U}} = (\mathbf{H}^T\mathbf{H} + a\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{Z}, \qquad (2.7)$$

I – одинична матриця.

Як показано в [103], оцінки, що формуються з рішення системи рівнянь (2.6), можуть мати мінімальне значення середньоквадратичної помилки оцінювання, яке визначається дисперсією відліків адитивної перешкоди і зміщенням, неминуче супроводжує дану процедуру оцінювання та залежним від вибору параметра регуляризації α. Завжди можливий вибір такого α, при якому зміщення буде дуже мале, а среднеквадратическая помилка оцінювання досить мала для забезпечення низької ймовірності помилки при формуванні рішень d_i. $_i$

Очевидно, що розмірність системи (2.6), що визначається величиною K = N+M, досить висока (наприклад, при N = 16 і M = 6), що породить значні обчислювальні складності і унеможливить обробку сигналів в реальному масштабі часу, т. к. число операцій для вирішення системи рівнянь з урахуванням підготовчих операцій по обчисленню коефіцієнтів γ_{kj} і fk може бути оцінений зверу K^3 значенням. Дана ситуація схожа з ситуацією, коли потрібно реалізувати «прийом в цілому» досить великого блоку дискретних символів в каналі з пам'яттю, що пов'язане з перебором дуже великого числа альтернатив щодо реалізації переданої дискретної послідовності. При прийомі дискретних повідомлень можливим рішенням даного завдання є застосування алгоритму Прийом в цілому з поелементний прийняттям рішення (ПЦППР), що володіє наступними відмітними особливостями.

Обробка прийнятих відліків канального сигналу здійснюється на інтервалі аналізу не меншому, ніж інтервал розсіювання енергії сигналу, що передається (або, по-іншому, на інтервалі тривалості імпульсної характеристики каналу, яка визначається кількістю її відліків M), тобто $T_a \geq M \cdot \Delta\tau$. При цьому різко зменшується розмірність переборного завдання зі m^N+M до значення m^M, де m - підстава коду дискретних символів, а N -

розмір прийнятого блоку. При цьому рішення на основі перебору альтернатив реалізацій переданого блоку після завершення перебору і вибору найбільш правдоподібною реалізації приймається тільки щодо першого символу на інтервалі аналізу.

Важливою умовою застосування алгоритму ПЦППР є використання зворотного зв'язку за рішенням (ВСР) [44]. При зсуві інтервалу аналізу по осі часу на величину dt для повторення вищеописаних дій з метою формування рішення щодо наступного символу, новий інтервал аналізу повинен бути очищений від післядії від першого символу, щодо якого вже прийнято рішення. У цьому - суть використання ВСР. Зворотний зв'язок по рішенню не призводить до розмноження помилок, лише незначно погіршуючи характеристики завадостійкості алгоритму ПЦППР.

Використовуємо «ідеологію» алгоритму ПЦППР, замінивши завдання розрізнення гіпотез завданням оцінки параметрів в правилі (2.9), тобто зворотного завданням, яку будемо вирішувати методом регуляризації з використанням співвідношення (2.11). При цьому в системі рівнянь (2.11) число рівнянь зменшиться з величини N + M до M і зміниться граничне значення змінної k: $k = 0,1, \ldots \subset -1$. застосування зворотної зв’язку по рішенням» тепер можливо трактувати як застосування зворотного зв’язку за оцінкою.

Для використання методу регуляризації в (2.12) необхідно знати оцінки вектора H, який визначається відліками IX *hi*.

Основним недоліком методу регуляризації при використанні в алгоритмі ПЦППР є наявність зміщення регуляризоване оцінок. Існують кілька методів компенсації зсуву, які детально будуть розглянуті в 3 чолі.

1.4.3 Нова структура потоку OFDM системи

В умовах існування межсимвольной інтерференції при традиційному формуванні OFDM сигналу прийнято введення захисного інтервалу, званого префіксом і постфіксом. Наявність захисного інтервалу в структурі сигналу знижує спектральну ефективність системи OFDM [14; 15].

Перешкодостійкість когерентної демодуляції знижується при появі пам'яті в каналі. Алгоритм ПЦППР може бути вельми успішно використаний при прийомі OFDM сигналів в каналах з пам'яттю. Також при використанні алгоритму ПЦППР відпадає необхідність введення захисних інтервалів в структуру потоку OFDM системи навіть при наявності розсіювання в каналі.

Пропонується нова структура потоку OFDM-сигналу показана на рисунку 1.16.

На рисунку 1.16 позначено: ІК - випробувальна комбінація, ПС - корисний сигнал. Випробувальна комбінація використовується для отримання оцінок параметрів каналу зв'язку, інформаційний вміст яких відомо в місці прийому.

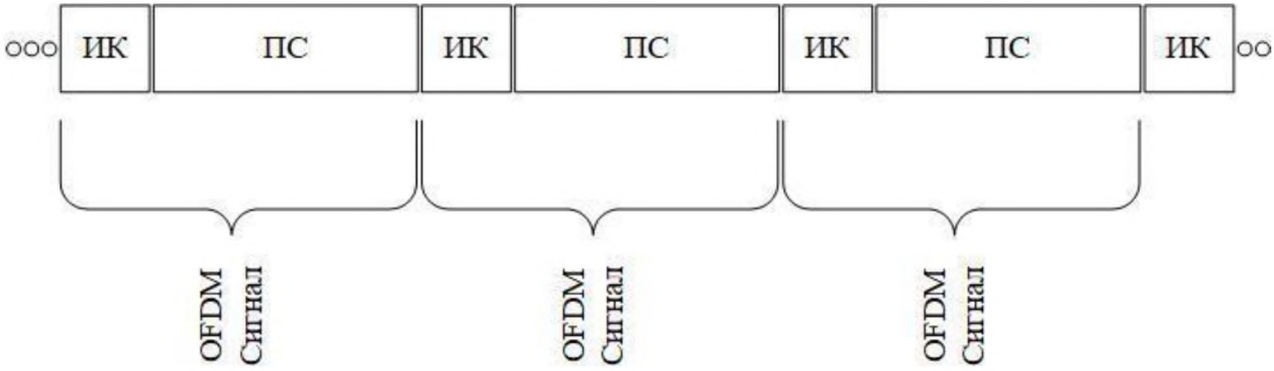


Рисунок 1.16 - Нова структура потоку OFDM-символів

Отримана по ІК інформація використовується для оцінювання ІХ, в алгоритмі обробки сигналів OFDM в каналах з пам'яттю.

Для пропонованої структури OFDM сигналу показана структурна схема

алгоритму формування OFDM потоку на рисунку 1.17.

Рисунок 1.17 - Структурна схема формування потоку OFDM-символів

З рисунка 1.17 випливає, що операція ОБПФ (зворотне швидке перетворення Фур'є) проводиться окремо для модульованих символів ІК і модульованих символів ПС (тут QAM-модуляція).

Далі отримані OFDM-символи ІК і ПС об'єднуються в загальний потік OFDM-символів в блоці паралельно-послідовного перетворення і надходять в канал зв'язку.

Головною відмінністю нової структури потоку OFDM від звичної класичної структури це виняток захисного інтервалу і додавання ІК, тепер ІК займає тільки частину OFDM-символу. Частота вставки ІК залежить від характеристик каналу зв'язку з пам'яттю, для «поганих» каналів потрібна частіша вставка ІК. Також при такій структурі можливий підбір значень ІК, при яких досягається стійкість близька до потенційної при наявності пам'яті в каналі.

Таким чином, значення ІК, відомі на прийомі можна використовувати в методах оцінювання ІХ системи OFDM в каналах з пам'яттю для успішної обробки сигналів.

1.5 висновки

У цьому розділі була розглянута задача обробки сигналів OFDM в каналах зв'язку, яка складається в найкращому виділення з прийнятої послідовності символів прийнятого сигналу.

1. Класичним методом обробки сигналів OFDM є когерентна демодуляція. Прийняті відліки OFDM надходять на блок БПФ без будь-яких додаткових обробок. При наявності пам'яті в каналі зв'язку завадостійкість класичної схеми когерентного прийому OFDM системи заснованої на ДПФ, значно знижується. Так, наприклад при M=3 і частоті помилок на символ

10^-3 енергетичний програш становить 6дБ.

2. Пропонується додаткова обробка в місці прийому перед блоком ШПФ в системі OFDM, заснована на алгоритмі ПЦППР. При застосуванні алгоритму ПЦППР в каналах з пам'яттю потрібне знання оцінок ІХ.

3. Для каналів з пам'яттю пропонується нова структура потоку OFDM- символів з виключенням захисних інтервалів і додаванням ІК, інформаційний зміст якої апріорі відомо в місці прийому. При традиційному формуванні потоку OFDM-символів замість ІК в структуру потоку додається спеціальний пілот-символ, призначений для формування оцінок параметрів використовуваного каналу. І при традиційній і при новій структурі потоку OFDM-символів інформаційний зміст випробувальної комбінації необхідно вибирати таким чином, щоб оцінки параметрів каналу в місці прийому (імпульсної характеристики) формувалися простими алгоритмами з високими точносних характеристиками.

4. Основний системною характеристикою для опису каналу зв'язку з пам'яттю є імпульсна характеристика.

5. Наведено структурну схему та традиційний алгоритм формування сигналу OFDM на основі цифрової обробки сигналів, де відліки OFDM обчислюються зворотним дискретним перетворенням Фур'є за допомогою алгоритмів ШПФ.

6. Для усунення порушення ортогональності через багатопроменевого поширення кожне поднесущая коливання продовжують на захисний інтервал. Застосування захисних проміжків в системі OFDM дає зменшення спектральної ефективності системи зв'язку.

7. У каналах з пам'яттю використання традиційних методів обробки сигналів OFDM стає недоцільним і призводить до застосування оптимальних алгоритмів прийому.

РОЗДІЛ 2.СПЕЦІАЛЬНИЙ РОЗДІЛ

Алгоритми оптимального прийому сигналів OFDM, в умовах дії розсіювання і перешкод припускають відомої або оціненої імпульсну характеристику (ІХ) каналу зв'язку [9]. У реальних каналах з пам'яттю завдання оцінювання ІХ є значущою при прийомі сигналів в системах зв'язку в складній завадній обстановці. Головна вимога - отримання оцінок ІХ з мінімальним значенням середньоквадратичної помилки [8].

У реальних каналах з пам'яттю вирішуються наступні завдання:

- задача початкового оцінювання ІХ,
- задача поточного оцінювання ІХ.

Розглянемо задачу оцінювання ІХ для систем прийому дискретних кодових символів, які приймають значення дійсних чисел символів, +/-1 та для OFDM-символів, приймающих значення комплексних чисел.

Нехай на вході приймального пристрою при лінійних видах модуляції спостерігається сигнал

$$z(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_k h(t, t - kT) + w(t),$$

де $h(\xi, t)$ - імпульсна характеристика канала зв'язку довжиною MT за змінної ξ, $\{u_k\}$ - послідовність кодових символів, $w(t)$ – заважаючий процес на вході приймача.

Для оцінювання ІХ на інтервалі тимчасового розсіювання в даному рівнянні спостерігається коливання $z(t)$ і значення кодових символів uk повинні бути відомі як мінімум на інтервалі MT, де імпульсна реакція укладається цілком.

2.1 Оцінювання імпульсної характеристики за критерієм максимальної правдоподібності

Розглянемо задачу оцінювання ІХ для дискретних кодових символів,

приймають значення дійсних чисел +/-1. Тоді на вході приймального пристрою спостережуваний сигнал в матричному вигляді можна записати як:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{UH} + \mathbf{W}, \tag{2.1}$$

де $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ u_1 & u_0 & & \dots & 0 \\ u_2 & u_1 & u_0 & \dots & 0 \\ & & & \dots & 0 \\ u_{N-1} & u_{N-2} & & \dots & u_0 \end{bmatrix}$

- матриця кодових символів,

приймающих значення дійсних чисел $\mathbf{W} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{N-1}]^T$ - вектор отсчетов IX ± 1, $\mathbf{H} = [h_0 \quad h_1 \quad \dots \quad h_{M-1}]^T$- вектор відліків випадкового БГШ.

Оцінювання елементів імпульсної реакції $\mathbf{H} = \{h_0, h_1, \dots, h_k\}$ з рівняння (2.1)

за критерієм максимальної правдоподібності зводиться до вирішення матричного рівняння (щодо Н):

$$\mathbf{U} \cdot \mathbf{H} = \mathbf{Z}. \tag{2.2}$$

Точність оцінювання Н в даному випадку залежить від флуктуацій випадкового шуму *w(t)*. Також рішення матричного рівняння

$$\mathbf{H}_{МП} = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{Z} \tag{2.3}$$

не володіє стійкістю.

У реальних умовах, коли замість ідеально класифікованої вибірки може використовуватися умовно класифікована вибірка, тоді елементи U, Z, H рівняння (2.2) можуть бути відомі неточно. Це може привести до того, що визначник матриці U матиме значення близьке до 0 і матриця U з формули (2.2) виявиться вироджених. Побороти обчислювальні складності по оцінці вектора Н з рівняння (2.3) в даній ситуації можна на основі методу псевдообернення матриць по Муру-Пенроуза [6], який є окремим випадком методу регуляризації.

2.2 Поточне оцінювання імпульсної характеристики

Розглянемо рішення задачі поточного оцінювання ІХ, яка дозволяє стежити за змінними параметрами каналу. Поточне оцінювання ІХ здійснюється по умовно класифікованої вибірці, отриманої за попередніми рішеннями про переданих символах з допомогою зворотного зв'язку за рішенням (ВСР) [87].

Використовуємо рівняння (2.1) (при дискретному часі) для поточного оцінювання ІХ, зробивши припущення:

1. Спостерігаються відліки z_i, $i = 0,\ 1,\ 2,..., M-1$ на інтервалі часу[0,МТ].
2. Вплив символів до моменту часу t=0 повністю скомплексовано із застосуванням ОСР.
3. Відомі значення відліків u по випробувальної комбінації на інтервалі *[0,MT]*.
4. Відомі оцінки $\hat{h}_i^{(-1)}$, $i = 0,1,2,...,M-1$, кожного відліку ІХ, отриманні на попередньому такті оцінювання.

Використовуємо останній відлік, де присутні в складі суми всіх відліків імпульсної характеристики, для отримання попередніх оцінок на данному нульовому кроці оцінювання. Якщо щроьити припущення, що шум дорівнює нулю, то $z_{M-1} = \hat{u}_0 h_{M-1} + \hat{u}_1 h_{M-2} + ... + \hat{u}_{M-1} h_0$.

Звідси може бути знайдений будь-який відлік ІХ, якщо в якості залишившихся невідомих відліків використовувалися $\hat{h}_p^{(-1)}, i \neq j$, оцінки т.е.

оцінки отримані на попередньолму кроку. Тоді відлік ІХ можна представити у вигляді:

$$\bar{h}_i^{(0)} = \frac{z_{M-1} - (\hat{u}_0 \hat{h}_{M-1}^{-1} + ...+)}{\hat{u}_{M-1-l}}, \qquad (2.11)$$

В (2.11) оцінки *h^-1* відліків ІХ на попередньому кроці можуть бути отримані розглянутими методами оцінювання: методом регуляризації або методом найменших квадратів.

2.2.1 Поточне оцінювання методом найменших квадратів

Припустимо, що при первинному оцінювання ІХ на k-му кроці отримані оцінки ІХ H^k методом найменших квадратів за формулою. Далі для поточного оцінювання ІХ на наступному кроці k+1 вироблен черговий вимір вектора Z, тоді рівняння (2.1) запишеться у вигляді

$$\mathbf{Z}^{k+1} = \mathbf{U}^{k+1}\mathbf{H}^{k+1} + \mathbf{W}^{k+1}, \qquad (2.12)$$

Де k+1 – наступний крок.

Тепер, скориставшись вже отриманої формулою (2.11) для методу найменших квадратів, можна відразу записати вираз для нової оцінки, що ґрунтується на результатах (k + 1) -Спостереження. Таким чином, отримуємо

$$\hat{\mathbf{H}}^{\kappa+1} = ((\mathbf{U}^{\kappa+1})^T \cdot (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \cdot (\mathbf{U}^{\kappa+1}))^{-1} \cdot (\mathbf{U}^{\kappa+1})^T \cdot (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \cdot \mathbf{Z}^{k+1},$$

де *(R^k+1)^-1* – нова матриця ваг для задачі оцінювання за вибіркою обсягу k+1.

Введемо позначення

$$\mathbf{P}^k \triangleq ((\mathbf{U}^{(k)})^T \cdot (\mathfrak{R}^k)^{-1} \cdot \mathbf{U}^{(k)})^{-1}, \qquad (2.13)$$

Запишемо вираз (2.13) в -1 ступеню, або:

$$(\mathbf{P}^k)^{-1} = (\mathbf{U}^{(k)})^T \cdot (\mathfrak{R}^k)^{-1} \cdot \mathbf{U}^{(k)},$$

$$\mathbf{P}^{k+1} \triangleq ((\mathbf{U}^{(k+1)})^T \cdot (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \cdot \mathbf{U}^{(k+1)})^{-1}. \qquad (2.14)$$

Використовуючи (2.13), отримаємо оцінку імпульсної характеристики у вигляді

$$\hat{\mathbf{H}}^{k+1} = \mathbf{P}^{(k+1)} \cdot (\mathbf{U}^{k+1})^T \cdot (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \cdot \mathbf{Z}^{k+1}. \qquad (2.15)$$

З (2.15) видно, що отримані на попередньому кроці оцінки ІХ не враховуються в цій формулі і знову необхідно звертати матрицю розміру $N \times$ N.

З'являється необхідність заново повторювати всі перераховані вище операції. Розглянемо можливість використання на поточному кроці k+1 отриманих на попередньому k-му кроці.

Для застосування алгоритма необхідно ввести нову матрицю ваг[72]:

$$(\Re^{k+1})^{-1} = \begin{bmatrix} (\Re^{k})^{-1} & 0 \\ 0 & (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \end{bmatrix}. \qquad (2.16)$$

Ввод такої матриці означає відмова від необхідності зважувати твори похибок між результатами попередніх і поточних спостережень.

Тоді твір матриць можна записати у вигляді:

$$\mathbf{H}^{(k+1)T} \cdot (\Re^{(k+1)})^{-1} \cdot \mathbf{H}^{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(k)T} & \mathbf{H}^{(k+1)T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\Re^{k})^{-1} & 0 \\ 0 & (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{k} \\ \mathbf{H}^{k+1} \end{bmatrix} =$$

$$= \mathbf{H}^{(k)T} \cdot (\Re^{k})^{-1} \cdot \mathbf{H}^{k} + \mathbf{H}^{(k+1)T} \cdot (\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \cdot \mathbf{H}^{k+1}.$$

Якщо тепер порівняти (2.13) і (2.14), то отримаємо формулу

$$\mathbf{P}^{k+1} = ((\mathbf{P}^{k})^{-1} + \mathbf{U}^{(k+1)T}\mathbf{R}^{k+1})^{-1} \cdot \mathbf{U}^{k+1})^{-1}. \qquad (2.17)$$

Скориставшись леммой для обернення матриць, отримуємо формулу

$$\mathbf{P}^{k+1} = (\mathbf{P}^{k} - (\mathbf{P}^{k}\mathbf{U}^{(k+1)T}((\mathbf{R}^{k+1})^{-1} + \mathbf{U}^{k+1}\mathbf{P}^{k}\mathbf{U}^{(k+1)T})^{-1}\mathbf{U}^{k+1}\mathbf{P}^{k}. \qquad (2.18)$$

Підставляючи (2.18) в (2.15), потім, роблячи матричні перетворення, отримуємо нову оцінку методом найменших квадратів у вигляді:

$$\hat{\mathbf{H}}^{k+1} = \hat{\mathbf{H}}^{k} + \mathbf{P}^{k+1}\mathbf{U}^{(k+1)T}\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Z}^{k+1} - \mathbf{U}^{k+1}\hat{\mathbf{U}}^{k}). \qquad (2.19)$$

Таким чином, «нове» значення на k+1 кроці оцінки імпульсної характеристики методом найменших квадратів обчислюється з використанням «старої» оцінки на попередьому k-му кроці.

2.3 Методи оцінювання імпульсної характеристики для системи OFDM в каналах з пам'яттю

Розглянуті методи оцінювання характеристик каналу зв'язку для послідовних систем передачі дискретних повідомлень доцільно

використовувати для, так званих, паралельних систем, до яких відноситься система OFDM. Оцінювання IX методом максимальної правдоподібності для OFDM сигналів не розглядається, тому що цей метод має істотно більшими значеннями нормованих СКО в порівнянні з методом регуляризації.

Розглянемо задачу оцінювання IX в каналах з пам'яттю системи OFDM, що містить комплексні числа.

Система OFDM заснована на формуванні многочастотного сигналу, що складається з безлічі тих, що піднесуть частот. При формуванні OFDM-сигналу з використанням QAM-16. На вході модулятора спостерігається послідовність кодових символів bi. Кожні чотири кодових символу перетвориться в di-комплексне число, що характеризує одну з 16 сигнальних точок, де | di | - амплітуда і arg (di) - фаза і-го поднесущая коливання. Таким чином, якщо число ортогональних піднесучих одно s N, то значення відліків комплексної обвідної OFDM-символ тривалості T запишуться у вигляді [3] після використання операції БПФ:

$$\dot{u}(t_l) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{d}_i \exp\{j\frac{2\pi l}{T}(t_l - t_k)\}, \qquad (2.4)$$

Таким чином, на вході приймального пристрою спостерігається сигнал виду:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{UH} + \mathbf{W}, \qquad (2.5)$$

де $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & & \dots & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & \dots & 0 \\ & & & \dots & 0 \\ \dot{u}_{N-1} & \dot{u}_{N-2} & & \dots & \dot{u}_0 \end{bmatrix}$ – матрица отсчетов огибающей передаваемого сигналу OFDM, $\mathbf{H} = [\dot{h}_0 \quad \dot{h}_1 \quad \dots \quad \dot{h}_{M-1}]^T$- вектор відліків імпульсної х-ки, $\mathbf{W} = [\dot{w}_0 \quad \dot{w}_1 \quad \dots \quad \dot{w}_{M-1}]^T$- вектор відліків випадкового білого комплексного гаусовського шуму.

Головною особливістю оцінювання IX системи OFDM сигналу є наявність комплексних чисел в матрицях U, Z, W, при цьому H - дійсні числа.

Зробимо оцінювання імпульсної характеристики для системи OFDM в каналах з пам'яттю двома методами:

- Методом регуляризації формула: $\mathbf{H}_\alpha = (\mathbf{U}^T\mathbf{U} + \alpha\mathbf{I})^{-1}\mathbf{U}^T\mathbf{Z}$, з заданим значенням параметра регуляризації *a=0,01*.

- Методом найменших квадратів за формулою: $\hat{\mathbf{H}}_{LS}^k = ((\mathbf{U}^k)^T(\mathbf{R}^k)^{-1}\mathbf{U}^k)^{-1}(\mathbf{U}^k)^T(\mathbf{R}^k)^{-1}\mathbf{Z}^k$.

У цих методах передбачається, що матриця U визначена за відомою випробувальної комбінації, наявної в структурі OFDM-сигналу. На рисунку 2.1 наведені залежності нормованого значення СКО, отримані в результаті оцінювання ІХ, для різних значень сигнал / шум і значеннях параметра регуляризації α = 0,01 системи OFDM при пам'яті каналу M = 2 і отсчетами ІХ 0 h0=1.5, h1=-0.7. Тут значення ІК задані довільно без алгоритму підбору найкращих значень ІК для методу оцінювання ІХ системи OFDM в каналах з пам'яттю, який буде розглянуто далі.

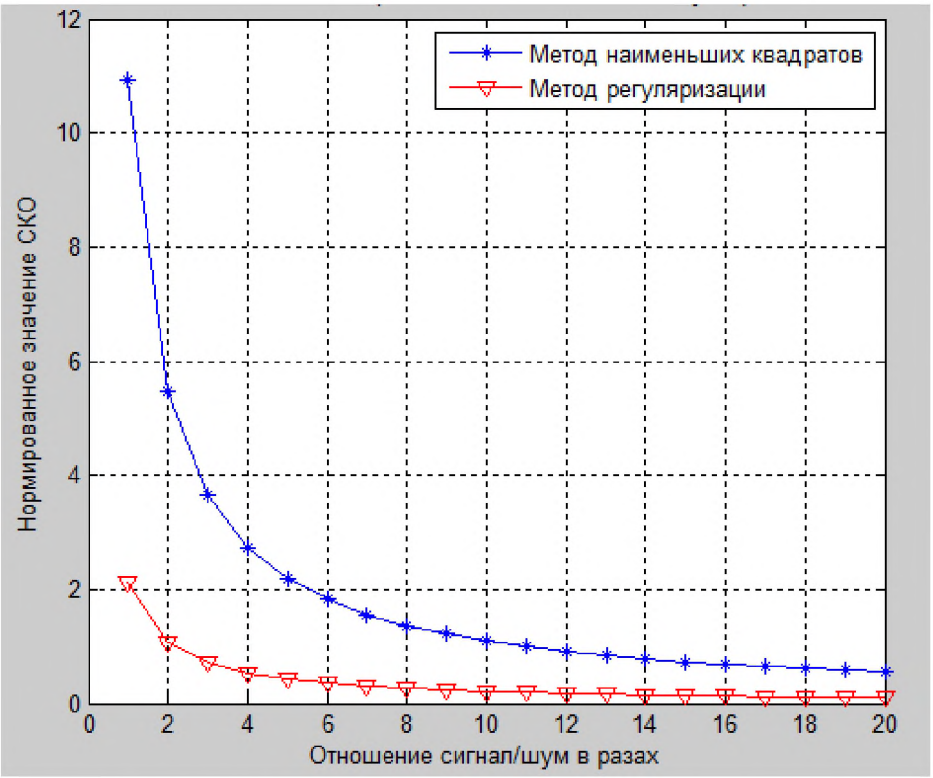


Рисунок 2.1 - Залежність нормованого значення СКО при різних значеннях відносини сигнал / шум при M = 2

З рисунку 2.1 випливає, що при оцінці методом найменших квадратів і відношенні потужності сигналу і шуму $\frac{P_c}{P_{ош}}$=1 дБ нормоване СКО становить *E*=11, а при Рс/Рош=16Дб становить *e*=0,64. При оцінці методом регуляризації і відношенні Рс/Рош=1Дб – *e*=2,1, а при Рс/Рош=16Дб – *e*=0,2.

Таким чином, в області малих відносин сигнал / шум оцінки методом регуляризації мають суттєво меншими значеннями СКО оцінювання імпульсної характеристики, ніж оцінки методом найменших квадратів для системи OFDM і пам'яті каналу M = 2 приблизно в 5 разів.

2.4 Алгоритм оцінювання імпульсної характеристики при новій структурі потоку OFDM системи

Для нової структури потоку OFDM-символів пропонується скористатися оптимальними алгоритмами обробки сигналів OFDM і методом регуляризації, що володіє мінімальним значенням СКО оцінювання, для оцінювання ІХ в каналах з пам'яттю. Також, для отримання більш точного оцінювання ІХ пропонується скористатися алгоритмом вагового підсумовування оцінок ІХ в системі OFDM. На рисунку 2.2 нової структури OFDM-символів відзначені інтервали часу t0 - t1, t1 - t2, t2 - t3 і т.д.

Далі на інтервалі часу t1-t2 рисунка 2.2 з використанням отриманих на попередньому кроці відліків імпульсної характеристики На здійснюється обробка сигналу OFDM, тобто алгоритмом ПЦППР отримані оцінки відліків обвідної OFDM за формулою (2.12) $\mathbf{U} = \{\hat{u}_1; \hat{u}_2; ...; \hat{u}_{(N-1)}\}$.

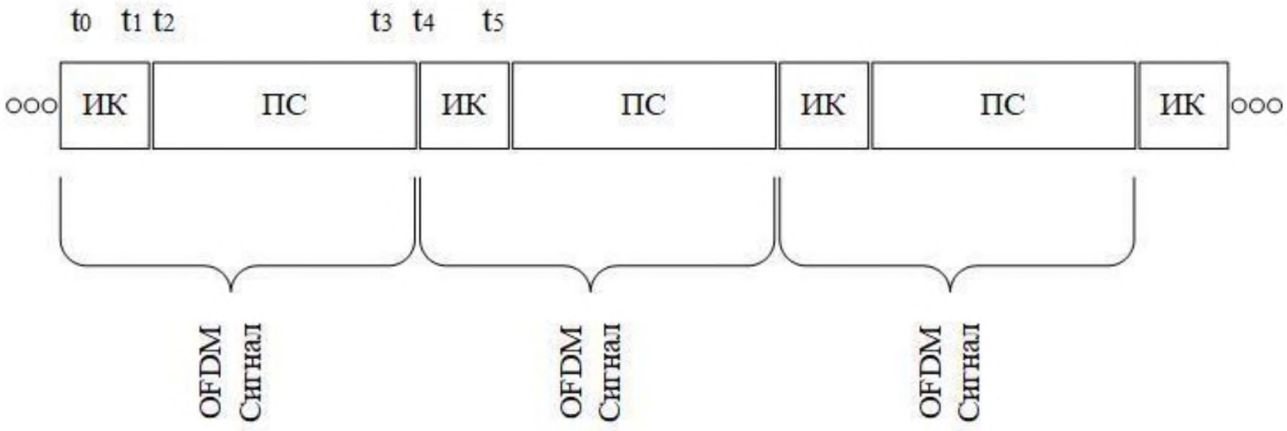


Рисунок 2.2 - Нова структура потоку OFDM

На інтервалі часу t2-t3 за допомогою оцінених значень відліків обвідної OFDM сигналу U отримані оцінки $\dot{\mathbf{H}}_{\alpha} = \{\dot{h}_{\alpha 0}; \dot{h}_{\alpha 1}; ...; \dot{h}_{\alpha(M-1)}\}$ методом регуляризації за формулою (2.7). Далі, скориставшись алгоритмом вагового підсумовування за формулою для поточного оцінювання ІХ, отримуємо:

$$\bar{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}}_{\alpha} + (1 - \Delta)\breve{\mathbf{H}}_{\alpha}.$$

На наступних інтервалах часу нової структури потоку OFDM алгоритм прийому сигналів OFDM повторюється.

Таким чином, отримані уточнені оцінки ІХ, які дозволяють більш точно обробити OFDM-сигнал на прийомі і зменшити ймовірність бітової помилки прийому при наявності пам'яті в каналі.

2.5 Моделювання алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM

Моделювалися такі алгоритми оцінювання ІХ системи OFDM:

– оцінювання ІХ системи OFDM-QPSK методом регуляризації;

– оцінювання ІХ системи OFDM-QAM-16 методом регуляризації;

– оцінювання ІХ системи OFDM-QAM-16 методом найменших квадратів;

– підбір параметра регуляризації для системи OFDM-QAM-16.

2.5.1 Імітаційна модель системи OFDM для оцінювання імпульсної характеристики

Загальна структурна схема для експериментів з оцінюванням ІХ, описаних далі, наведена на рисунку 2.3.

Моделювання проводилося для каналу з адитивним білим гауссовским шумом і різними значеннями пам'яті М каналу зв'язку.

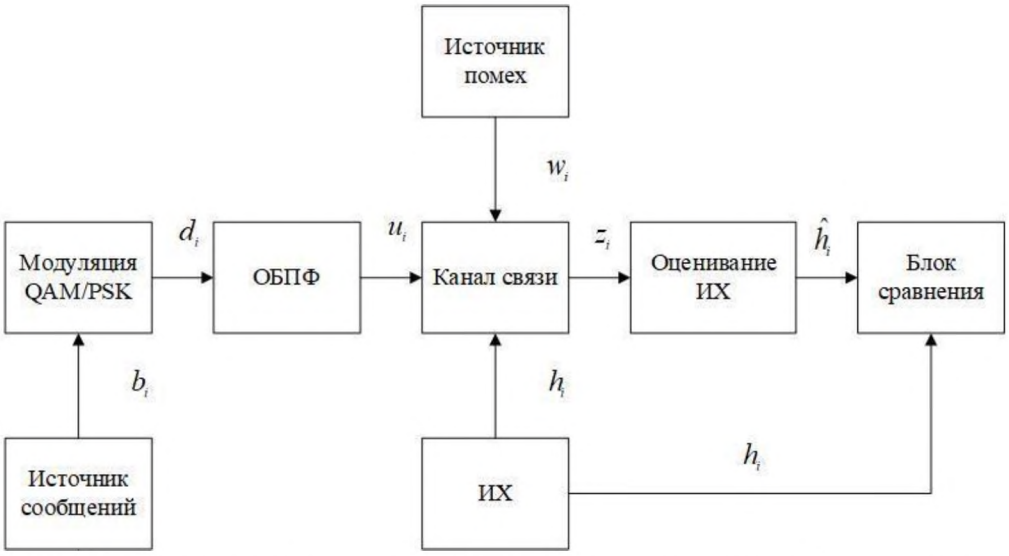


Рисунок 2.3 - Структурна схема моделювання алгоритмів оцінювання ІХ системи OFDM в каналах з пам'яттю

Згідно структурній схемі рисунка 2.3 сформовані кодові символи bi в двійковій системі числення, далі кодові символи модулюються за допомогою модуляції QAM / QPSK. В результаті отримані комплексні числа di. При моделюванні системи OFDM число ортогональних піднесучих Ns задається в залежності від спільно використовуваної модуляції (QAM / QPSK). Далі з використанням операції зворотного швидкого перетворення Фур'є (ОБПФ) отримана матриця відліків обвідної OFDM сигналу виду:

$$\dot{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 & \dots & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dot{u}_2 & \dots & \dots & 0 \\ \dot{u}_{N-1} & \dots & \dots & \dots & \dot{u}_0 \end{bmatrix}.$$

У місці прийому сигнал OFDM, як смуговий сигнал, обробляється на основі виділення квадратурних компонент спостережуваного коливання. Це, відповідно, потребують формування оцінок квадратурних компонент імпульсної характеристики каналу. Після каналу зв'язку прийнята реалізація сигналу з суміші корисного і що заважає сигналів відповідає рівнянню

$$\mathbf{Z} = \mathbf{UH} + \mathbf{W}, \qquad (2.6)$$

де $\mathbf{Z} = \begin{vmatrix} z_{0\cos} - jz_{0\sin} \\ z_{1\cos} - jz_{1\sin} \\ \cdots \\ z_{N\cos} - jz_{N\sin} \end{vmatrix}$ – комплексная запись принятого сигнала, $\mathbf{H} = \begin{vmatrix} h_{0\cos} - jh_{0\sin} \\ h_{1\cos} - jh_{1\sin} \\ \cdots \\ h_{N\cos} - jh_{N\sin} \end{vmatrix}$

- відліки імпульсної характеристики в комплексному вигляді,

$\mathbf{W} = \left[w_0, w_1, \ldots, w_{N+M-1}\right]^{\mathrm{T}}$ - вектор відліків комплексного шуму, а також

$$z_i = \mathrm{z}_{i\mathrm{Re}} + jz_{i\mathrm{Im}},\ z_{i\cos} = \mathrm{z}_{i\mathrm{Re}},\ z_{i\sin} = -\mathrm{z}_{i\mathrm{Im}},$$

$$h_i = h_{i\mathrm{Re}} + jh_{i\mathrm{Im}},\ h_{i\cos} = h_{i\mathrm{Re}},\ h_{i\sin} = -h_{i\mathrm{Im}},\ i = 0..N-1.$$

При моделюванні оцінку імпульсної характеристики системи OFDM методом найменших квадратів можна розрахувати за формулою:

$\hat{\mathbf{H}} = ((\mathbf{U})^T(\mathbf{R})^{-1}\mathbf{U})^{-1}(\mathbf{U})^T(\mathbf{R})^{-1}\mathbf{Z}$, де R – матриця штрафів, задана одинийчою матрицею.

Оцінку імпульсної характеристики для системи OFDM методом регуляризації можна розрахувати за формулою: $\mathbf{H}\alpha = (\mathbf{U}^T\mathbf{U} + \alpha\mathbf{I})^{-1}\mathbf{U}^T\mathbf{Z}$, де a –

матриця штрафів, задана одиничною матрицею.

Так як на прийомі сигнал OFDM обробляється на основі виділення квадратурних компонент, тоді регуляризоване оцінки з формули для квадратурних компонент візьмуть вигляд:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\cos} = [\mathbf{U}_{\cos}{}^T\mathbf{U}_{\cos} + \alpha\mathbf{I}]^{-1}\mathbf{U}_{\cos}{}^T\mathbf{Z}_{\cos}, \qquad (2.7)$$

де $\hat{\mathbf{U}}_{\cos} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{0\cos} \\ \hat{u}_{1\cos} \\ \\ \hat{u}_{(N-1)\cos} \end{bmatrix}$, $\hat{\mathbf{H}}_{\cos} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{0\cos} & 0 & .. & 0 \\ \hat{h}_{1\cos} & \hat{h}_{0\cos} & .. & 0 \\ .. & \hat{h}_{1\cos} & .. & 0 \\ 0 & .. & .. & \hat{h}_{0\cos} \end{bmatrix}$, $\mathbf{Z}_{\cos} = \begin{bmatrix} z_{0\cos} \\ z_{1\cos} \\ \cdots \\ z_{(N-1)\cos} \end{bmatrix}$.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\sin} = [\mathbf{U}_{\sin}{}^{T}\mathbf{U}_{\sin} + \alpha\mathbf{I}]^{-1}\mathbf{U}_{\sin}{}^{T}\mathbf{Z}_{\sin}, \qquad (2.8)$$

де $\hat{\mathbf{U}}_{\sin} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{0\sin} \\ \hat{u}_{1\sin} \\ \\ \hat{u}_{(N-1)\sin} \end{bmatrix}$, $\hat{\mathbf{H}}_{\sin} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{0\sin} & 0 & .. & 0 \\ \hat{h}_{1\sin} & \hat{h}_{0\sin} & .. & 0 \\ .. & \hat{h}_{1\sin} & .. & 0 \\ 0 & .. & .. & \hat{h}_{0\sin} \end{bmatrix}$, $\mathbf{Z}_{\sin} = \begin{bmatrix} z_{0\sin} \\ z_{1\sin} \\ \cdots \\ z_{(N-1)\sin} \end{bmatrix}$.

Для оцінювання методом найменших квадратів для квадратурних компонент формула (3.10) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{\cos} &= ((\mathbf{U}_{\cos})^{H}(\mathbf{R}_{\cos})^{-1}\mathbf{U}_{\cos})^{-1}(\mathbf{U}_{\cos})^{H}(\mathbf{R})^{-1}\mathbf{Z}_{\cos}, \\ \hat{\mathbf{H}}_{\sin} &= ((\mathbf{U}_{\sin})^{H}(\mathbf{R}_{\sin})^{-1}\mathbf{U}_{\sin})^{-1}(\mathbf{U}_{\sin})^{H}(\mathbf{R})^{-1}\mathbf{Z}_{\sin}. \end{aligned} \qquad (2.9)$$

При подальшому моделюванні алгоритмів оцінювання ІХ методами регуляризації і найменших квадратів будуть використовуватися формули (2.7, 2.8, 2.9), в яких передбачаються, що значення відліків U*icos* і U*isin* відомі в місці прийому.

Після оцінювання отримуємо імпульсну характеристику у вигляді

$h_i = h_{i\mathrm{Re}} + jh_{i\mathrm{Im}}$, $h_{i\cos} = h_{i\mathrm{Re}}$, $h_{i\sin} = -h_{i\mathrm{Im}}$.

Для кожного методу оцінювання ІХ будуть розраховуватися значення нормованих СКО за формулами:

$$\varepsilon = \frac{СКО}{E}, \; СКО = \sum_{i=0}^{M-1}\overline{(hi - h_i)^2},$$

де Е - енергія сигналу ІХ, розрахована у вигляді:

$$E = (h_0)^2 + (h_1)^2 + (h_2)^2 + \ldots + (h_{M-1})^2.$$

Для визначення якості оцінювання досить використовувати косинусному складову отриманих оцінок ІХ h*icos* = h*iRe* , тоді значення СКО будуть розраховуватися за формулою: $СКО = \sum_{i=0}^{M-1}\overline{(\hat{h}_{i\cos} - h_i)^2}$.

При моделюванні відношення сигнал / шум Рс/Рш задається значеннями

від 0 до 15 дБ.

2.5.2 Метод статистичних випробувань - метод Монте-Карло

Ефективність алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики при використанні технології OFDM в каналах з пам'яттю була перевірена на ЕОМ методом статистичних випробувань, детально розглянутий далі.

Метод статистичних випробувань, часто званий методом Монте-Карло - це чисельний метод рішення математичних задач за допомогою моделювання випадкових величин [95; 98]. Головною особливістю методу Монте-Карло є проста структура обчислювального алгоритму:

1. складається програма для здійснення одного випадкового випробування;

2. випробування повторюється N раз, причому, кожен експеримент не залежить від всіх інших;

3. результати всіх випробувань усереднюються.

Розглянемо оцінювання точності методу статистичних випробувань [2]. Нехай моделюється подія A з ймовірністю появи p. Введемо величину δ_i, рівну 1 (0), якщо на i-$м$ випробуванні відбулося (не відбулося) подія A. Таким чином, загальне число випробувань, протягом яких подія A сталося, дорівнює

$M = \sum_{i=1}^{N} \delta_i$, где N – общее число испытаний.

Частота появи події А дорівнює M/N і є величиною з математичним очікуванням $m(\frac{M}{N}) = \frac{N_p}{N} = p$ и дисперсией $D(\frac{M}{N}) = \frac{p(1-p)}{N}$.

Таким чином, з імовірністю 0,997 величина M/N частоти появи події А задовольняє умові виду:

$$\left|\frac{M}{N} - p\right| < 3\sqrt{\frac{p(1-p)}{N}}.$$

Права частина цієї формули є оцінкою для помилки методу статистичних випробувань при обчисленні ймовірності події А, з якої видно, що збільшення числа випробувань (збільшення часу обчислень) дає зменшення помилки оцінювання. Прирівнюючи праву частину цієї формули до величини похибки ε, отримуємо формулу для розрахунку числа випробувань у вигляді:

$$N = \frac{9p(1-p)}{\varepsilon^2}.$$

Збільшення точності, наприклад, в десять разів призводить до стократному збільшення часу обчислень.

Розглянемо метод Монте-Карло для моделювання випадкової величини ξ з метою наближеного визначення математичного очікування $m(\xi)$. Нехай $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_N$ - значення величини ξ, отримані при N незалежних випробуваннях. Тоді $\bar{\xi} = \frac{\xi_1 + \xi_2 + \ldots + \xi_N}{N}$ розподілена майже за законом Гауса. Її параметри відповідно рівні $m(\bar{\xi}) = m(\xi)$, $D(\bar{\xi}) = \frac{D(\xi)}{N}$.

Тому має місце оцінка з надійністю 0,997

$$\left|\bar{\xi} - m(\xi)\right| < 3\sqrt{\frac{D(\xi)}{N}}.$$

Таким чином, час рішення пов'язане зворотного квадратической залежністю з досягається точністю ε :

$$N = \frac{9D(\xi)}{\varepsilon^2}.$$

При вирішенні конкретних завдань для оцінки помилки можна в праву частину цього рівняння підставити статистичну оцінку дисперсії

$$\bar{D} = \frac{(\xi_1 - \bar{\xi})^2 + (\xi_2 - \bar{\xi})^2 + \ldots + (\xi_N - \bar{\xi})^2}{N-1},$$

одержувану в процесі моделювання значень $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_N$.

Очевидно, що точність експерименту, що досягається в методі статистичних випробувань, може бути добре оцінена тільки в процесі вирішення. При моделюванні алгоритмів оцінювання та обробки в системі OFDM необхідне число випробувань N оцінюється методом статистичних випробувань - методом Монте-Карло. При моделюванні в каналах зв'язку розглядається білий гауссовский шум (БГШ), як нормальна гауссовская випадкова величина з рівномірним спектральної щільністю в смузі частот спектра сигналу $s(t)$.

Нормальною (Гауссовской) випадковою величиною називається випадкова величина ξ, певна на всій осі (−∞;+∞) і має щільність ймовірності:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}},$$

де a – математичне очікування випадкової величини – σ^2 дисперсія випадкової величини.

На рисунку 2.3 побудовані дві нормальні щільності, відповідні a=0, $\sigma = 0$ і a=0 $\sigma = 0{,}5$.

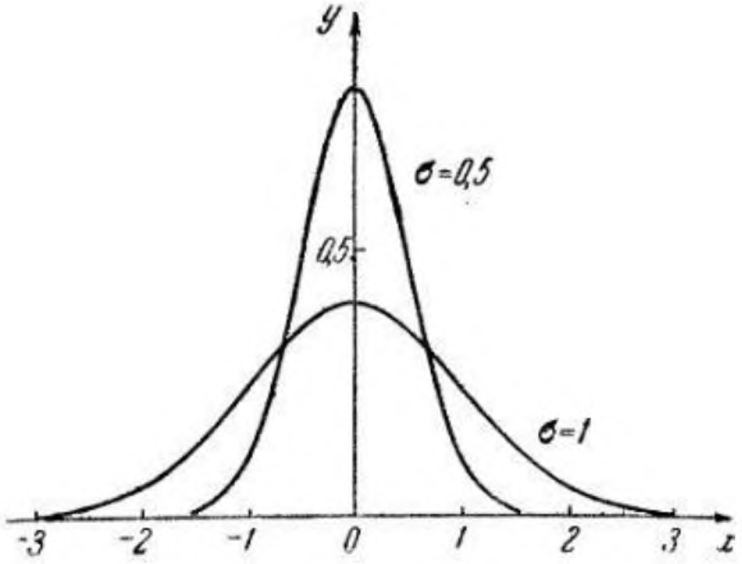


Рисунок 2.3 Нормальні щільності випадкової величини

2.5.3 Метод регуляризації для системи OFDM-QPSK

Розглянемо метод регуляризації для оцінки IX для системи OFDM з використанням модуляції QPSK в каналах з пам'яттю [2; 21].

Система OFDM заснована на формуванні многочастотного сигналу, що складається з безлічі тих, що піднесуть частот. При моделюванні на кожній частоті, використовується модуляція QPSK.

Один з варіантів сигнального сузір'я QPSK представлений на рисунку 2.4.

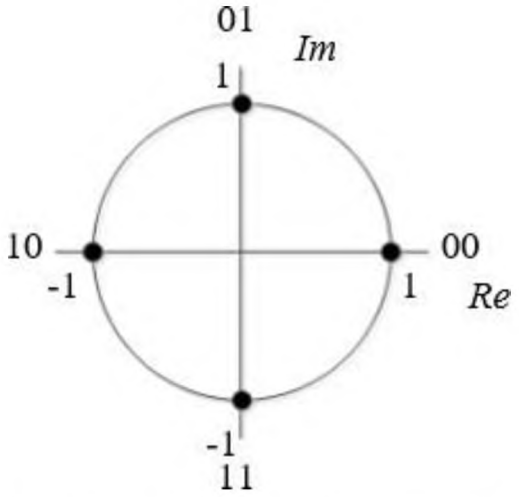


Рисунок 2.4 - Сигнальне сузір'я модуляції QPSK

Нехай $\dot{d}_i = \mathrm{A} \cdot e^{j \cdot \varphi}$ - комплексне число, зване QPSK-символом, переносить два кодових біти інформації, значення QPSK-символів для значень A=1, φ=0; $\frac{\pi}{2}$; π; $\frac{3\pi}{2}$ по сигнальному сузір'ю рисунка 2.4 розраховується за формулами:

$$d_{00} = \sqrt{1^2 + 1^2}(\cos(0) + j \cdot \sin(0)) = 1;\ d_{01} = \sqrt{1^2 + 1^2}(\cos(\frac{\pi}{2}) + j \cdot \sin(\frac{\pi}{2})) = j;$$

$$d_{10} = \sqrt{1^2 + 1^2}(\cos(\pi) + j \cdot \sin(\pi)) = -1;\ d_{11} = \sqrt{1^2 + 1^2}(\cos(\frac{3\pi}{2}) + j \cdot \sin(\frac{3\pi}{2})) = -j.$$

Далі OFDM-сигнал містить 4 піднесуть коливання (N_s= 4), тоді OFDM-символ переносить блок з 2-х кодових символів, тобто QPSK-символ d_i, $i=0,1,...,Ns-1$.

Розглянемо випадок, коли потрібно передати кодові символи виду: b0=0; b_1= 1; b_2= **0**; b_3= 1; b_4= 1; b_5= 1; b_6= 1; b_7= **0**.

Для заданих кодових символів по сигнальному сузір'я рисунка 4.3 отримуємо значення QPSK-символів $d_0=1j$; $d_1=1j$; $d_2=-1j$; $d_3=-1j$.

За розрахованими значеннями QPSK-символів d_0, d_1, d_2, d_3, необхідно сформувати відліки обвідної OFDM-символу за формулою

$$u(t_l) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp\left\{ j2\pi \frac{l \cdot i}{N_s - 1} \right\},\ l = 0,\ 1,\ 2,\ 3.$$

Для кількості піднесуть Ns=4 отримуємо чотири відліку OFDM:

$$\dot{u}_0 = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp\left\{ j2\pi \frac{i \cdot 0}{N_s - 1} \right\} = -0,25 + 0,25j;$$

$$\dot{u}_1 = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp\left\{ j2\pi \frac{i \cdot 1}{N_s - 1} \right\} = -0,25 + 0,75j;$$

$$\dot{u}_2 = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp\left\{ j2\pi \frac{i \cdot 2}{N_s - 1} \right\} = 0,25 - 0,25j;$$

$$\dot{u}_3 = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp\left\{ j2\pi \frac{i \cdot 3}{N_s - 1} \right\} = 0,25 + 0,25j.$$

Наведемо одну ітерацію формування оцінок ІХ. Вважається, що при пам'яті каналу М = 3 значення відліків імпульсної характеристики: $h_0 = 2$, $h_1 = -1,1$, $h_2 = 0,5$, $h_3 = 0$ і відліків БГШ в каналі зв'язку $w_0 = 0,04+0,11i$, $w_1 = 0,52+0,26i$, $w_2 = 0,36-0,54$, $w_3 = 0$.

Тоді, прийнятий сигнал за формулою 4.1 для значення кількості піднесуть N_s=4 набуде вигляду:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{W},$$

де $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_0 \\ \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix}$, $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & 0 & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 \\ \dot{u}_3 & \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$, $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \dot{w}_0 \\ \dot{w}_1 \\ \dot{w}_2 \\ \dot{w}_3 \end{bmatrix}$.

Розраховані миттєві значення відліків матриці Z представляються у вигляді:

$$\dot{z}_0 = \dot{u}_0 \cdot h_0 + \dot{w}_0 = -0,2779 - 0,1887j,$$

$$\dot{z}_1 = \dot{u}_1 \cdot h_0 + \dot{u}_0 \cdot h_1 + \dot{w}_1 = 0,3008 + 1,49j,$$

$$\dot{z}_2 = \dot{u}_2 \cdot h_0 + \dot{u}_1 \cdot h_1 + \dot{u}_0 \cdot h_2 + \dot{w}_2 = 1,0117 - 1,74j,$$

$$\dot{z}_3 = \dot{u}_3 \cdot h_0 + \dot{u}_2 \cdot h_1 + \dot{u}_1 \cdot h_2 + \dot{w}_3 = 0,1 + 1,15j.$$

Після оцінювання методом регуляризації для косинусной складової за формулою 4.2 отримуємо миттєві значення оцінок ІХ для системи OFDM:

$$\hat{h}_{0\cos} = 0,92, \quad \hat{h}_{1\cos} = -1,9, \quad \hat{h}_{2\cos} = 1,08, \quad \hat{h}_{3\cos} = 0$$

при заданих значеннях ІХ $h_0 = 2$, $h_1 = -1,1$, $h_2 = 0,5$, $h_3 = 0$. Оцінки ІХ отримані для

відносини сигнал / шум Рс/Рш = 15дБ і значення параметра регуляризації a=0,01.

При відсутності шуму значення оцінок ІХ методом регуляризації зі значенням a=0,01 для системи OFDM в каналах з пам'яттю: h_{0cos} = 1,72, h_{1cos} = -0,82, h_{2cos} = 0,01, h_{3cos} = 0, при заданих тих же значеннях ІХ h_0 = 2, h_1 = -1,1, h_2 = 0,5, h_3 = 0, що підтверджує наявність зміщення регуляризоване оцінок. Провівши статистичні випробування N раз можна отримати залежність нормованої СКО від відносини сигнал / шум, представлену на рисунку 2.5.

Для пам'яті каналу М=3 і кодових символах b_0=0; b_1=1; b_2=0; b_3=1; b_4=1; b_5=1; b_6=1; b_7=0; при оцінці методом регуляризації системи OFDM-QPSK і відносно 1 з ш Р Р дБ, значення нормованого СКО становить e=9,5, а при Рс/Рш=1дБ для системи OFDM-QPSK в каналах з пам'яттю.

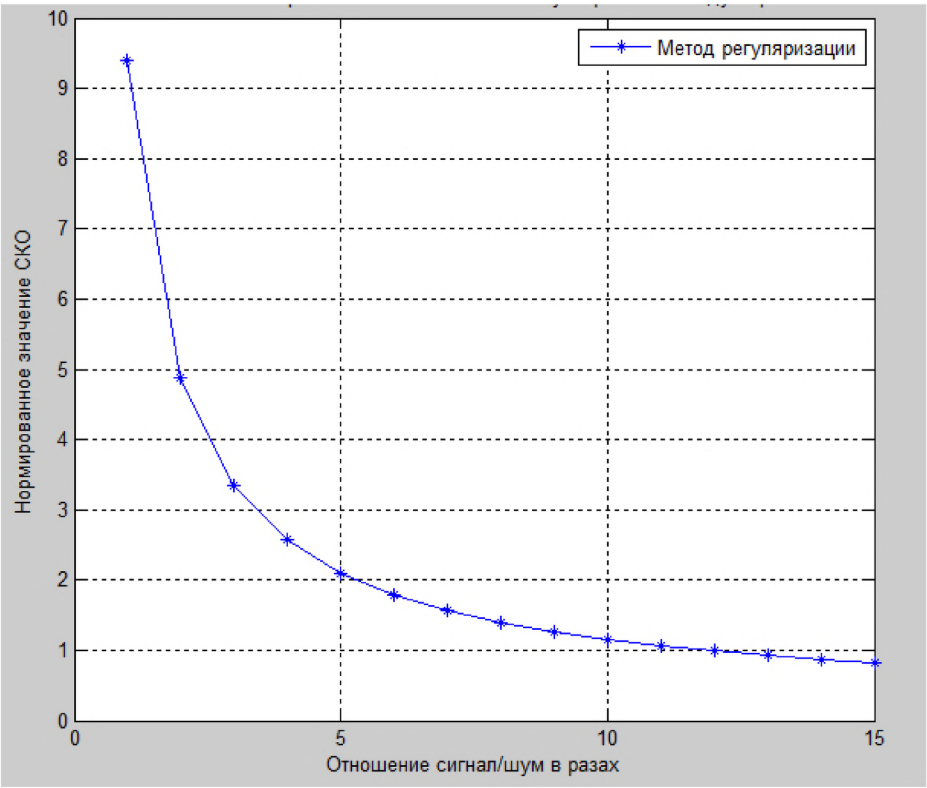


Рисунок 2.5 – Оцінювання ІХ методом регуляризації системы OFDM-QPSK вканалах с памяттю і білим гауссовським шумом

$(b_0 = 0; b_1 = 1; b_2 = 0; b_3 = 1; b_4 = 1; b_5 = 1; b_6 = 1; b_7 = 0;)$

При кодових символах $b_0 = 1; b_1 = 0; b_2 = 0; b_3 = 0; b_4 = 0; b_5 = 0; b_6 = 0; b_7 = 0$ і відношенні Рс/Рш = 15дБ значення відліків ІХ методом регуляризації длясистеми OFDM в каналах з пам'яттю: h_{0cos} = 2,13, h_{1cos} = -1,44, h_{2cos} = 0,35, h_{3cos} = 0 при

заданих значеннях ІХ $h_0 = 2$, $h_1 = -1{,}1$, $h_2 = 0{,}5$, $h_3 = 0$.

На рисунку 2.6 показана залежність нормованої СКО від відносини сигнал / шум при формуванні регуляризоване оцінок.

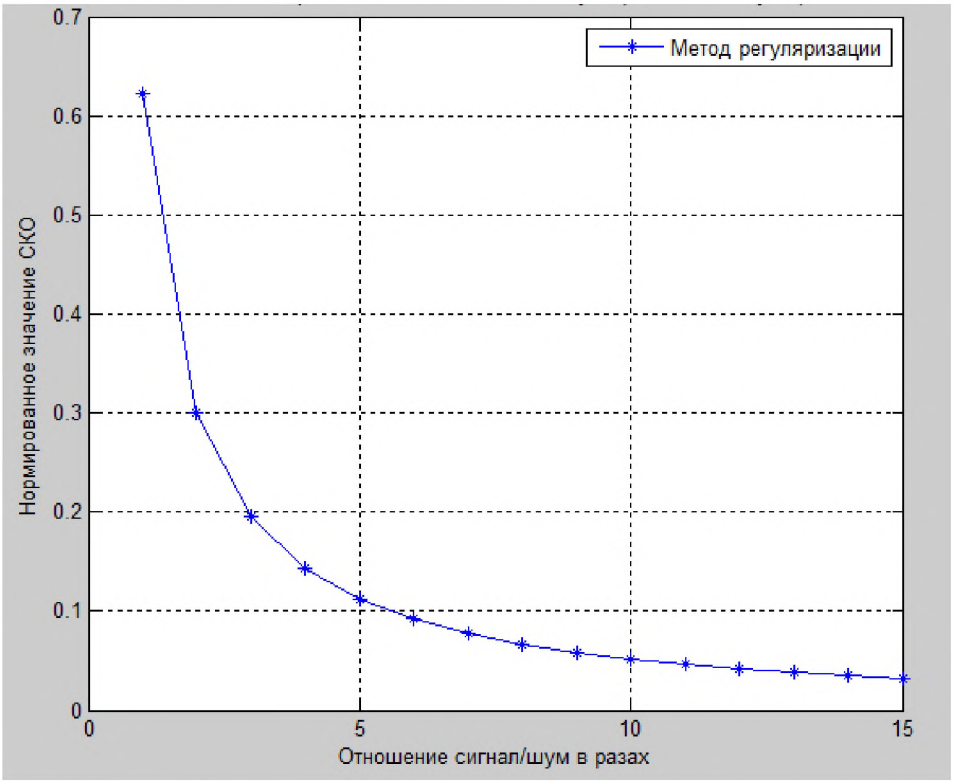


Рисунок 2.6 - Оцінювання ІХ методом регуляризації системи OFDM-QPSK в каналах з пам'яттю і білим гауссовским шумом

Для пам'яті каналу М = 3 і кодових символів $b_0 = 1$; $b_1 = 0$; $b_2 = 0$; $b_3 = 0$; b_4=0; $b_5 = 0$; $b_6 = 1$; $b_7 = 0$ при оцінці методом регуляризації і відношенні Рс/Рш=1дБ значення нормованого СКО становить ε=0,61, а при Рс/Рш=15дБ-ε=0,05 для системи OFDM-QPSK в каналах з пам'яттю.

Аналіз результатів моделювання, проведеного для системи OFDMQPSK в каналах з пам'яттю, дозволяє зробити наступні висновки:

- можливий підбір таких значень кодових символів, які зменшують дисперсію помилки оцінки ІХ методом регуляризації;

- при збільшенні відносини сигнал / шум похибка оцінювання ІХ зменшується в 11 разів;

- при моделюванні оцінювання ІХ при відсутності шуму видно, що регуляризоване оцінки ІХ мають зміщенням, яке можна компенсувати відомими

методами, описаними в 2-2.4 чолі.

2.5.4 Метод регуляризації для системи OFDM-QAM-16

Розглянемо метод регуляризації для оцінки IX для системи OFDM з використанням модуляції QAM-16 в каналах з пам'яттю. При формуванні OFDM-QAM-16 кількість тих, що піднесуть задається Ns=16.

Модуляція QAM-16 розглядається в якості геометричного місця сигнальних точок, інформаційними є два параметри сигналу - амплітуда d і початкова фаза φ. На рисунку 2.7 представлено сигнальне сузір'я QAM-16, в використовуваному математичному пакеті Matlab.

Формування QAM-символів здійснюється за формулою $\dot{d}_i = \mathrm{A} \cdot e^{j\cdot\varphi}$, де d_i-комплексне число, зване QAM-символом, переносить 4 кодових символу, значення A розраховуються як модуль комплексного числа по сигнальному сузір'я рисунка 4.6, кути в I квадраті: $\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{4}; \frac{\pi}{3}$.

Наприклад, значення QAM-символу для кодових символів *bi* 0000 розраховується за формулою:

$$d_0 = \sqrt{(-3)^2 + (-3)^2}\,(\cos(\frac{3\pi}{4}) + j \cdot \sin(\frac{3\pi}{4})) = -3 + 3j\,.$$

Далі OFDM-сигнал містить 16 піднесуть коливань, тоді OFDM символ переносить блок з 16-ти модульованих символів. Отже, огинає одного OFDM-символу представляється виразом (1.28), як описано в попередніх розділах, ця формула $u(t_l) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp\left\{ j2\pi \frac{l \cdot i}{N_s - 1} \right\}$, где $l = 0,\ 1,\ 2,\ 3,$ є ОБПФ сукупності QAM-символів для дискретних моментів часу. Тоді підставляючи в формулу (1.28) розраховані значення QAM-символів і d, отримуємо відліки OFDM $u_0, u_1, \ldots, u_{15}$.

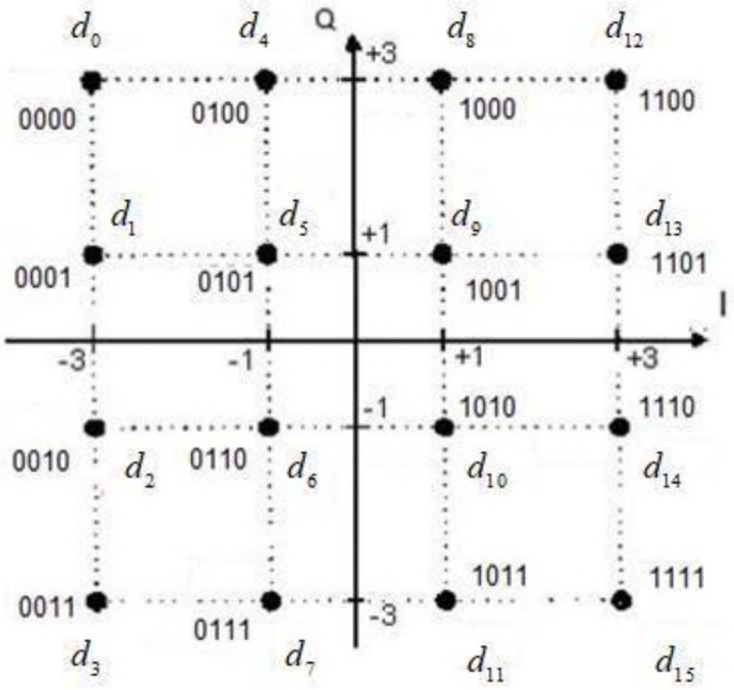


Рисунок 2.7 – Сигнальное созвездие модуляции QAM-16

Наприклад, візьмемо 16 однакових QAM-символів $d_9=1+j$, відповідних кодовою символам $b_9=1001$. Отримуємо матрицю OFDM відліків U_{1001} розміром 16x16:

$$\mathbf{U}_{1001}=\begin{bmatrix} 1+1j & 0 & . & . & 0 \\ 0 & 1+1j & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & 1+1j & . & 0 \\ . & . & . & . & 0 \\ 0 & . & . & . & 1+1j \end{bmatrix}.$$

При пам'яті каналу M = 2 задаються значення відліків імпульсної характеристики, рівними h0=1,5, h1=-0,7.

Сигнал на прийомі для значення кількості піднесуть Ns=16 за формулою (4.1) представляється у вигляді:

$$\mathbf{Z}=\mathbf{U}\cdot\mathbf{H}+\mathbf{W},$$

де $\mathbf{Z}=\begin{bmatrix} \dot{z}_0 \\ \dot{z}_1 \\ .. \\ \dot{z}_{15} \end{bmatrix}$, $\mathbf{U}=\begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 & .. & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & .. & 0 \\ .. & .. & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_{15} & .. & .. & .. & \dot{u}_0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}=\begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ .. \\ h_{15} \end{bmatrix}$, $\mathbf{W}=\begin{bmatrix} \dot{w}_0 \\ \dot{w}_1 \\ .. \\ \dot{w}_{15} \end{bmatrix}$.

Значення відліків матриці Z розраховуються:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 & .. & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & .. & 0 \\ .. & .. & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_{15} & .. & .. & .. & \dot{u}_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ .. \\ .. \\ h_{15} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{w}_0 \\ \dot{w}_1 \\ .. \\ .. \\ \dot{w}_{15} \end{bmatrix} \cdot$$

Розглянемо перший випадок, коли відліки шуму wi матриці W рівні 0, отже, значення Z рассчітиваются:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 & .. & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & .. & 0 \\ .. & .. & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_{15} & .. & .. & .. & \dot{u}_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ .. \\ .. \\ h_{15} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+1j & 0 & . & . & 0 \\ 0 & 1+1j & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & 1+1j & . & 0 \\ . & . & . & . & 0 \\ 0 & . & . & . & 1+1j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1,5 \\ -0,7 \\ 0 \\ .. \\ 0 \end{bmatrix} \cdot$$

Таким чином, при відсутності шуму отримуємо оцінені значення відліків імпульсної характеристики методом регуляризації (a=0,01) для квадратурних компонент h_0=1,4915, h_1=0,691, при заданій ІХ h_0=1,5 ,h_1=0,7. З отриманих оцінок ІХ видно, що оцінені значення ІХ методом регуляризації мають деяким зміщенням, яке можна компенсувати методами, описаними в розділі 2-2.4.

Розглянемо другий випадок, коли відліки шуму не рівні 0 ($w_i \neq 0$), тоді при відносно Рс/Рш=20дБ в каналах з пам'яттю М=2 отримуємо регуляризоване оцінки: h_0=1,52, h_1=0,7572 при заданих отсчетах ІХ h_0=1,5 ,h_1=0,7 параметрі регуляризації a=0,01.

В результаті моделювання отримана залежність нормованої СКО регуляризоване оцінок ІХ від відносини сигнал / шум, представлена на рисунку 2.8 для М = 2

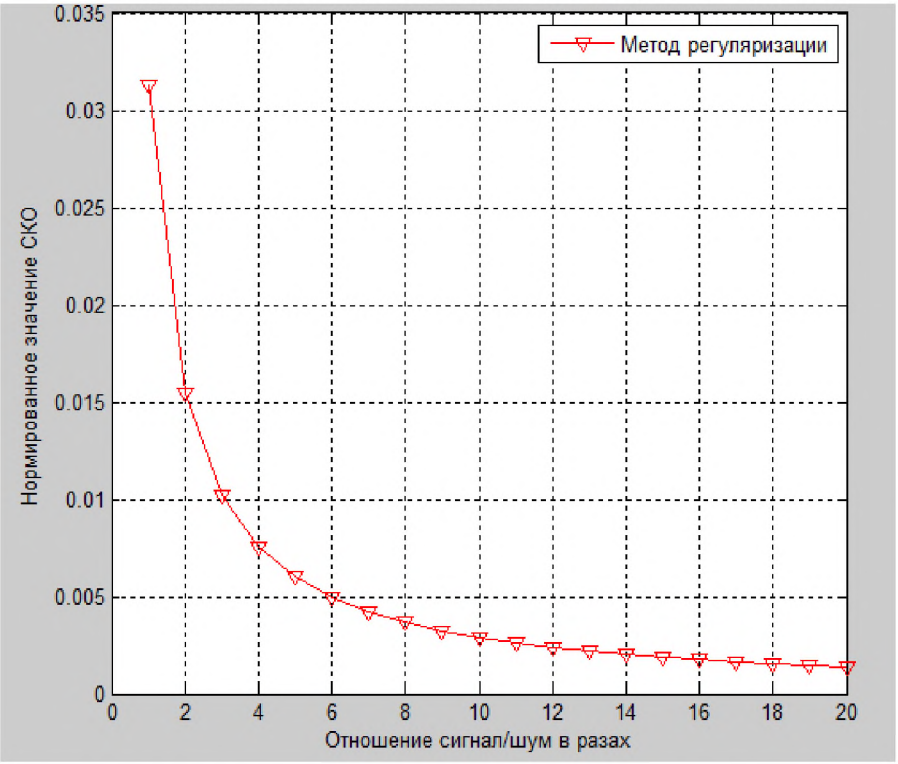


Рисунок 2.8 - Оцінювання IX методом регуляризації системи OFDM-QAM-16 в каналах з пам'яттю і БГШ.

Для пам'яті каналу M=2 при оцінці IX методом регуляризації і відносно Рс/Рш=15дБ, значення нормованого СКО становить ε=0,033, а при Рс/Рш=15дБ-ε=0,0025.

Аналіз результатів моделювання, проведеного для системи OFDMQAM-16 і каналів з пам'яттю, дозволяє зробити висновки:

- зі збільшенням відносини сигнал / шум нормоване значення СКО оцінки IX зменшується для системи OFDM-QAM-16 в каналах з пам'яттю і БГШ в 13 разів при M = 2;

- оцінки IX методом регуляризації отримані зі зміщенням, що показано в експерименті з відсутністю шуму.

2.5.5 Метод найменших квадратів для системи OFDM-QAM-16

Розглянемо оцінювання IX для системи OFDM-QAM-16 методами регуляризації і найменших квадратів за формулами (4.2) і (4.3) для каналів з пам'яттю і БГШ.

QAM-символи сформовані за довільними кодовою символам за допомогою сигнального сузір'я рисунка 4.6 в вигляді $d_1 = 1 - 3j$, $d_2 = 1 - 3j$, $d_3 = 1 + 3j$, і т.д. Для довільних кодових символів b_i операцією ОБПФ отримана матриця відліків обвідної OFDM сигналу у вигляді:

$$\dot{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \dot{u}_0 & 0 & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & 0 & .. & 0 \\ \dot{u}_2 & \dot{u}_1 & \dot{u}_0 & .. & 0 \\ .. & .. & .. & .. & 0 \\ \dot{u}_{15} & .. & .. & .. & \dot{u}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-0,5i & 0 & 0 & ... & 0 \\ 0,3+0,06i & 1-0,5i & 0 & ... & 0 \\ 0,2-0,86i & 0,3+0,06i & 1-0,5i & ... & 0 \\ ... & 0,2-0,86i & ... & ... & 0 \\ ... & ... & ... & ... & 1-0,5i \end{bmatrix}.$$

Розглянемо результати оцінювання ІХ системи OFDM для каналу з пам'яттю М=2 і заданими значеннями відліків імпульсної характеристики: *h0*=1,5, *h1*=-0,7, представлені на рисунку 2.9. Отримано залежність нормованої середньоквадратичної помилки при формуванні оцінок ІХ двома методами для системи OFDM при пам'яті каналу М = 2.

Для пам'яті каналу М=2 при оцінці методом найменших квадратів і щодо Рс/Рш=1дБ, $\varepsilon = 6,43$, а при Рс/Рш=15дБ, $\varepsilon = 0,53$. При малих відносинах сигнал / шум метод регуляризації має істотно меншою нормованої СКО оцінювання ІХ, приблизно в 14 разів ($a = 0,01$).

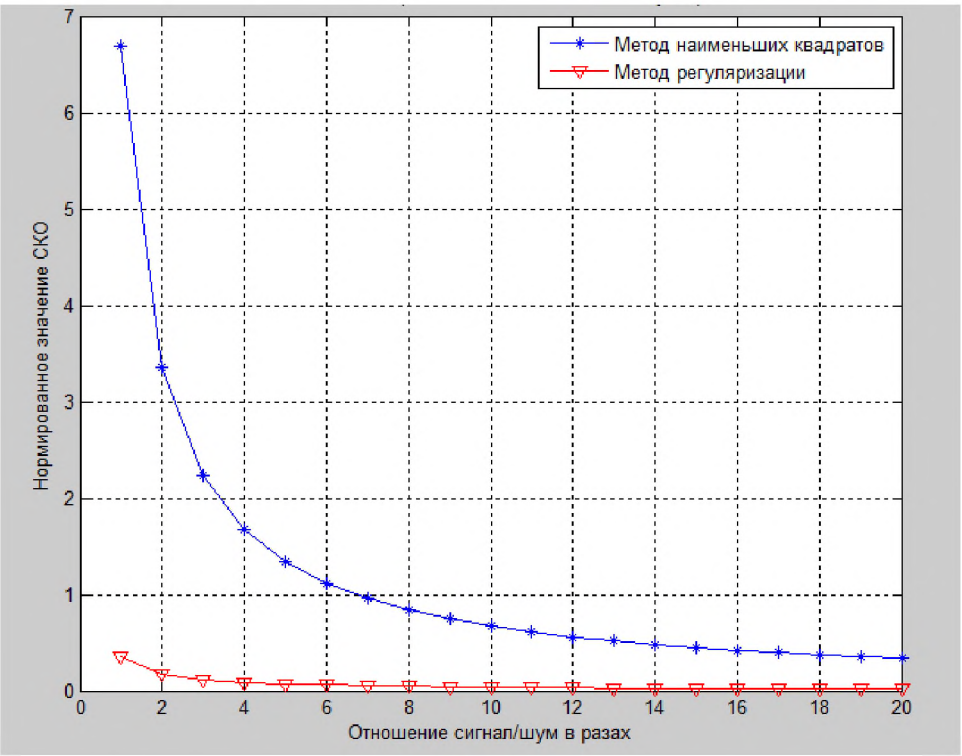


Рисунок 2.9 - Залежність нормованого СКО оцінок IX від відносини сигнал / шум при пам'яті каналу M=2

Розглянемо результати оцінювання IX системи OFDM для каналу з пам'яттю M=3 і отсчетами імпульсної характеристики: h_0=3 ,h_1=-1,5, h_2=0,7, представлені на рисунку 2.10. Отримано залежність нормованої середньоквадратичної помилки при формуванні оцінок IX двома методами для системи OFDM при пам'яті каналу M=3.

Для пам'яті каналу M=3 при оцінці IX методом найменших квадратів і відносно Рс/Рш=1 дБ, значення нормованого СКО становить ε=32, а при Рс/Рш=15 дБ - ε=2. При оцінці IX методом регуляризації і відносно Рс/Рш=1 дБ, значення нормованого СКО становить ε=4, а при Рс/Рш=15 дБ - ε=0,1. При малих відносинах сигнал / шум метод регуляризації має істотно меншою помилкою оцінювання, приблизно в 8 разів (a=0,01).

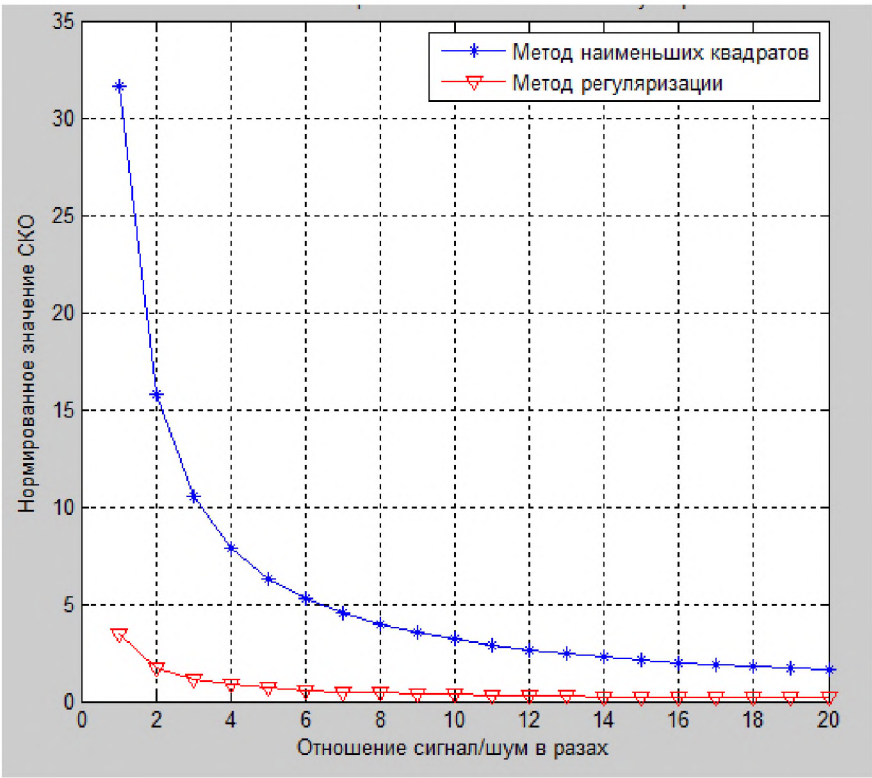


Рисунок 2.10 - Залежність нормованого СКО оцінок ІХ від відносини сигнал / шум при пам'яті каналу M = 3

Розглянемо результати оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM для каналу з пам'яттю M=4 і отсчетами ІХ: $h_0 = 3$, $h_1 = 1,5$, $h_2 = -0,7$, $h_3 = 0,2$.

При заданій ІХ і пам'яті каналу розрахунки дали результат, представлений на рисунку 2.11, де показана залежність нормованої середньоквадратичної помилки при формуванні оцінок ІХ для пам'яті каналу M=4 системи OFDM двома методами.

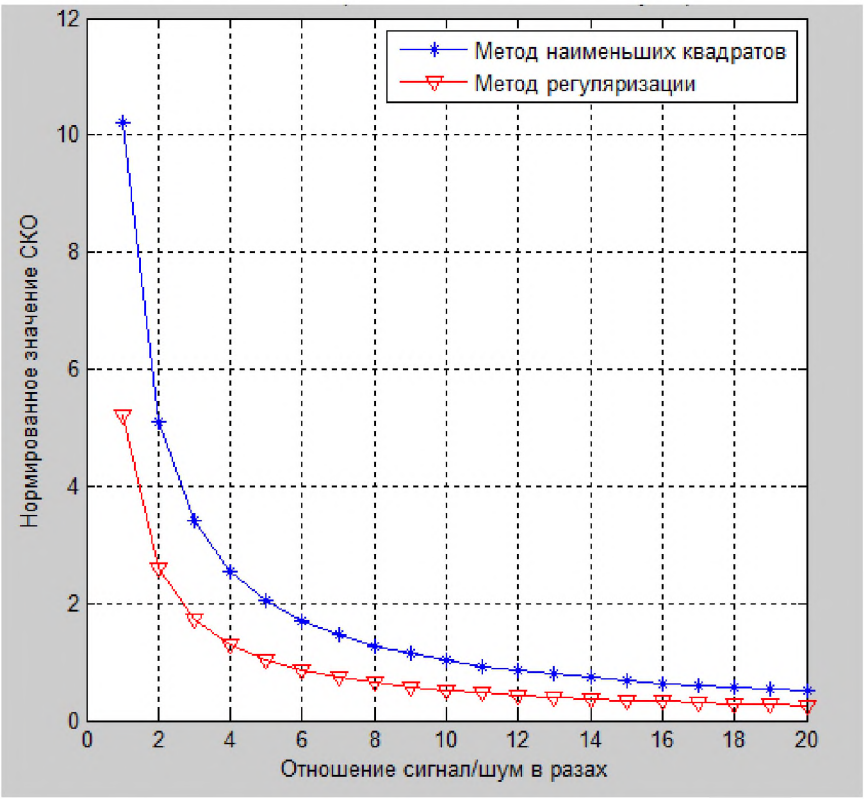


Рисунок 2.11 - Залежність нормованого СКО оцінок ІХ від відносини сигнал / шум при пам'яті каналу М = 4

Для пам'яті каналу М=4 при оцінці методом найменших квадратів івідношенні Рс/Рш=1дБ, значення нормованого СКО становить ε=10,1, а Рс/Рш=15дБ ε - 0,5. При оцінці методом регуляризації і відношені Рс/Рш=1дБ, значення нормованого СКО становить ε = 5,1, а при Рс/Рш=15дБ ε - 0,2. При малих відносинах сигнал / шум метод регуляризації має істотно меншою помилкою оцінювання, приблизно в 2 раза (ε=0,01).

Розглянемо результати оцінювання імпульсної характеристики системи OFDM для каналу з пам'яттю М=4 і отсчетами ІХ: $h_0 = 3$, $h_1 = -1,8$, $h_2 = -1,5$, $h_3 = 0,8$, $h_4 = 0,6$, $h_5 = 0,2$, представлені на рисунку 2.12.

На рисунку 2.12 показана залежність нормованої середньоквадратичної помилки при формуванні оцінок ІХ для пам'яті каналу М=6 системи OFDM двома методами.

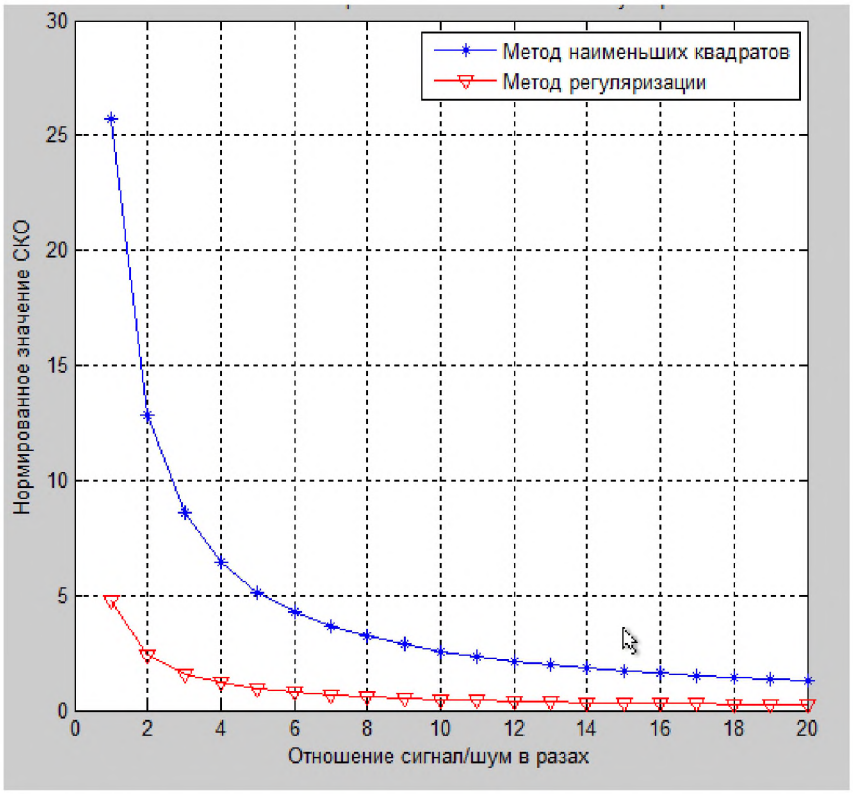


Рисунок 2.12 - Залежність нормованого СКО оцінок IX від відносини сигнал / шум при пам'яті каналу M = 6

Для пам'яті каналу M=6 при оцінці методом найменших квадратів івідношенні Рс/Рш=1дБ, значення нормованого СКО становить ε=26, а Рс/Рш=16дБ ε - 1,5. При оцінці методом регуляризації і відносно Рс/Рш=1дБ,значення нормованого СКО становить ε = 5, а при Рс/Рш=16дБ ε - 0,4. При малих відносинах сигнал / шум метод регуляризації має істотно меншою помилкою оцінювання, приблизно в 5 разів (ε=0,01).

Аналіз результатів моделювання методом регуляризації і найменших квадратів для системи OFDM, проведеного для каналів з пам'яттю M=2 , M=3, M=4, M=6 M і БГШ дозволяє зробити висновки:

- при великих значеннях шуму метод регуляризації має істотно меншими помилками оцінювання, наприклад, при M=6 кількість помилок оцінки зменшується в 5 разів;

- при збільшенні пам'яті каналу при оцінці IX методом регуляризації кількість помилок збільшується незначно і залишається порівняно менше, при отриманні оцінок методом найменших квадратів;

- зменшити значення нормованого СКО оцінювання ІХ методом регуляризації можна використовуючи алгоритм підбору параметра регуляризації.

2.5.6 Метод регуляризації для системи OFDM-QAM-16 при різних значеннях параметра регуляризації

У попередніх експериментах в алгоритмах оцінювання методом регуляризації задається значення параметра регуляризації $\alpha = 0{,}01$. Розглянемо оцінювання ІХ системи OFDM-QAM-16 методом регуляризації при різних значеннях параметра регуляризації.

Відлік OFDM отримані з випадкових кодових символів, так само як в параграфі 2.5.5. Розглянемо значення нормованого СКО при різних значеннях параметра регуляризації і фіксованих відносинах сигнал / шум. На рисунку 2.13 представлена залежність нормованої середньоквадратичної помилки оцінок ІХ від значень параметра регуляризації при пам'яті каналу M=2 і значеннях ІХ h0=2, h1=-1,5 при формуванні оцінок методом регуляризації для системи OFDM.

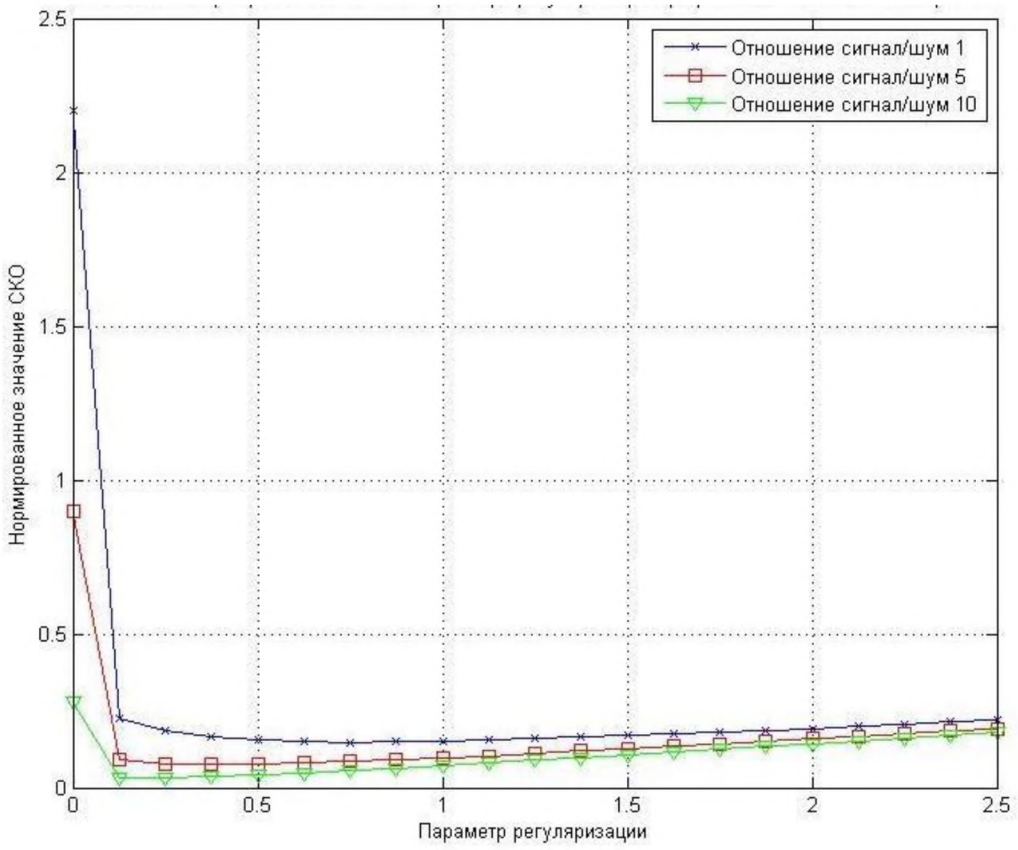


Рисунок 2.13 - Залежність нормованої СКО ІХ від параметра регуляризації при пам'яті М = 2 (верхня крива - відношення сигнал / шум 1, середня крива - відношення сигнал / шум 5, нижня крива - відношення сигнал / шум 10)

При пам'яті каналу М=2 і відносно Рс/Рш=1дБ, допустимим значенням параметра регуляризації є a=0,75, при якому нормоване СКО мінімально; при відношенні Рс/Рш=5дБ допустимими значеннями параметра регуляризації є значення a=0,25 - 0,5. При відношенні Рс/Рш=16дБ, допустимими значеннями є - a=0,125.

Тут вказані лише допустимі значення параметра регуляризації, так як при подальшому збільшенні значення a буде спостерігатися суттєве зростання СКО за рахунок появи зміщення у оцінок ІХ.

На рисунку 2.14 представлена залежність нормованої середньоквадратичної помилки оцінок ІХ від значень параметра регуляризації для пам'яті каналу М=3 і значеннях ІХ h0=2, h1=-1,5при формуванніоцінок методом регуляризації для системи OFDM.

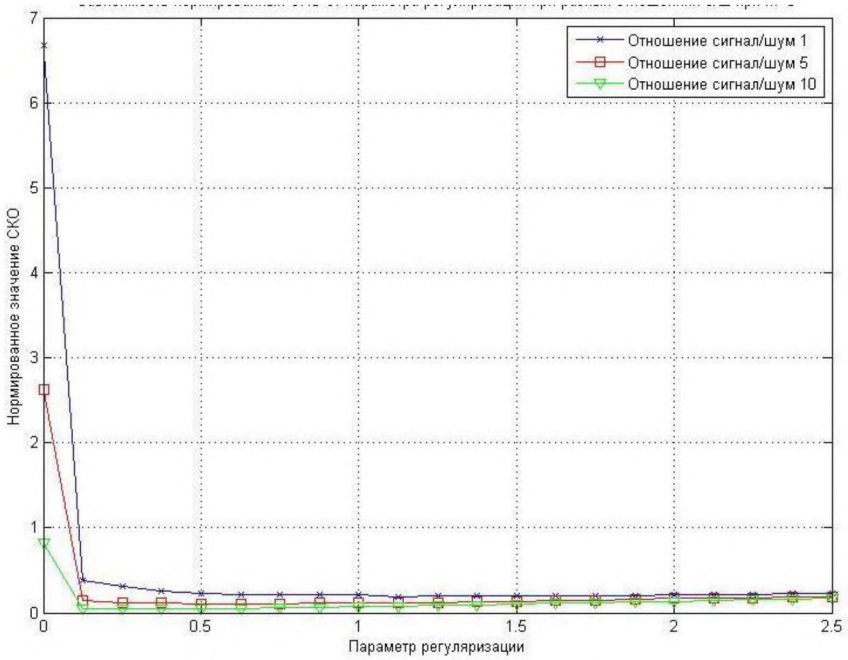


Рисунок 2.14 - Залежність нормованої СКО ІХ від параметра регуляризації при М = 3 (верхня крива - відношення сигнал / шум 1, середня крива - відношення сигнал / шум 5, нижня крива - відношення сигнал / шум 10)

При пам'яті каналу M=3 і відносно Рс/Рш=1дБ, допустимим значенням параметра регуляризації є a=1,125, при якому нормоване СКО мінімально; при відношенні Рс/Рш=5дБ допустимими значеннями параметра регуляризації є значення a=0,5 – 0,75. При відношенні Рс/Рш=10дБ, допустимими значеннями є - a=0,125 – 0,625.

На рисунку 2.15 представлена залежність нормованої середньоквадратичної помилки оцінок IX від значень параметра регуляризації для пам'яті каналу M=4 і значеннях IX h0=2, h1=-1,5, h2=0,5, h3=-0,2,при формуванніоцінок методом регуляризації для системи OFDM.

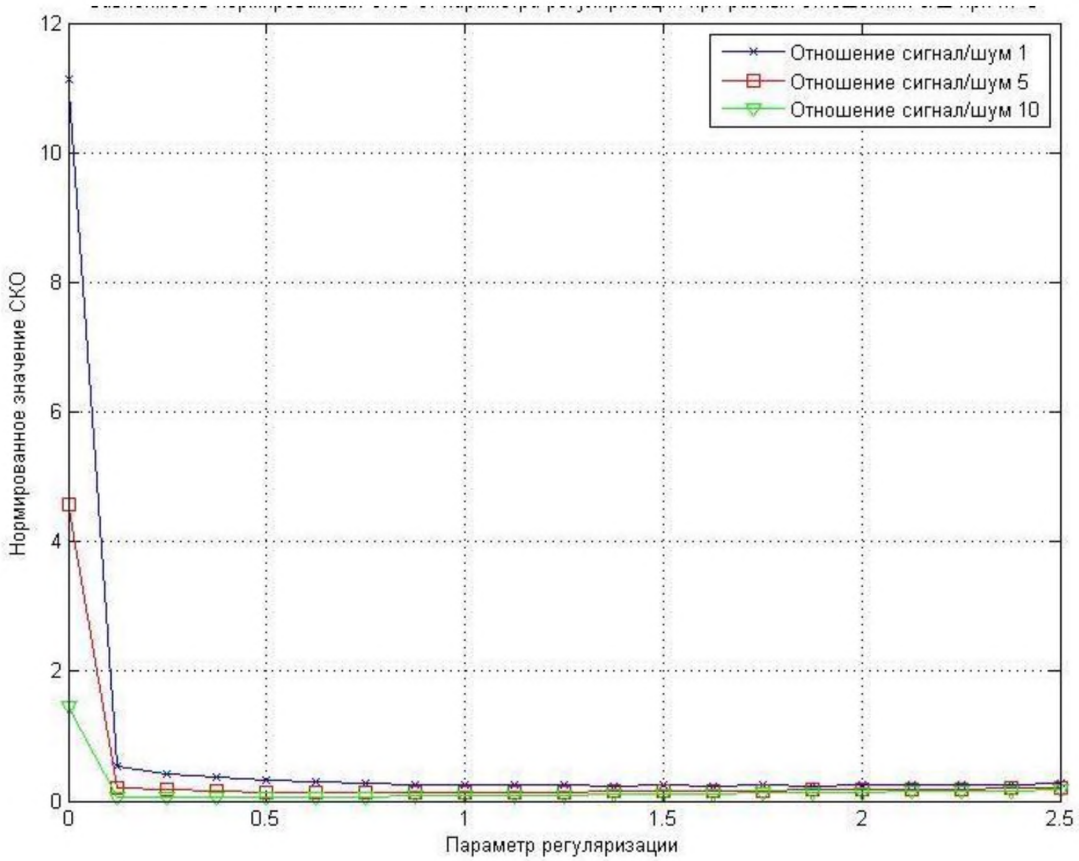


Рисунок 2.15 - Залежність нормованої СКО IX від параметра регуляризації при M = 4 (верхня крива - відношення сигнал / шум 1, середня крива - відношення сигнал / шум 5, нижня крива - відношення сигнал / шум 10)

Для регуляризованих оцінок і пам’яті каналу M=4 і відносно Рс/Рш=1дБ, допустимим значенням параметра регуляризації є a=1,375-2, при якому нормоване СКО мінімально; при відношенні Рс/Рш=5дБ допустимими

значеннями параметра регуляризації є значення a=0,5– 1,25. При відношенні Рс/Рш=10дБ, допустимими значеннями є - a=0,125 – 0,75.

На рисунку 2.16 представлена залежність нормованої середньоквадратичної помилки оцінок ІХ від значень параметра регуляризації для пам'яті каналу М=6 і значеннях ІХ h0=2,5, h1=2, h2=-1,5, h3=0,5, h4=-0,2, h5=0,1, при формуванніоцінок методом регуляризації для системи OFDM.

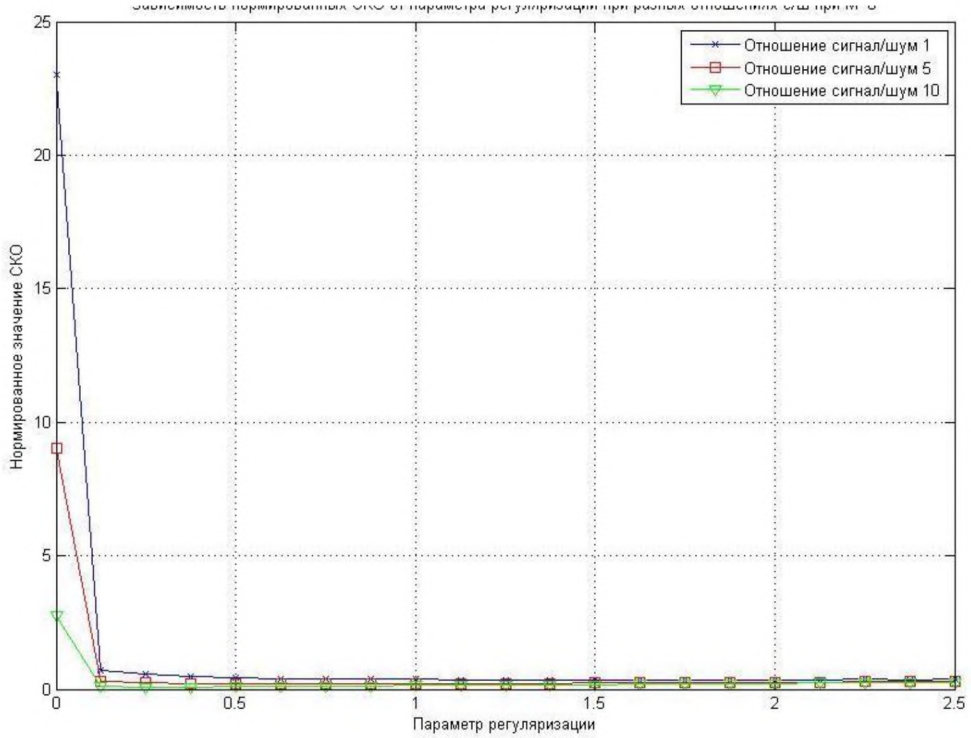


Рисунок 2.16 - Залежність нормованої СКО ІХ від параметра регуляризації при М = 6 (верхня крива - відношення сигнал / шум 1, середня крива - відношення сигнал / шум 5, нижня крива - відношення сигнал / шум 10)

Для регуляризованих оцінок і пам’яті каналу М=6 і відносно Рс/Рш=1дБ, допустимим значенням параметра регуляризації є a = 1-1,5, при Рс/Рш = 5дБ a = 1 – 1,375 і при Рс/Рш=10дБ - a=0,5 – 1, при якому нормоване СКО оцінок ІХ методом регуляції мінімально.

Аналіз результатів моделювання, проведеного для системи OFDMQAM-16 для каналів з пам'яттю і БГШ:

- при виборі параметра регуляризації слід вибирати значення параметра, при якому мінімально значення нормованого СКО при оцінюванні методом регуляризації;

- недоліком методу регуляризації є наявність зміщення регуляризоване оцінок, що виникає через присутність в алгоритмі оцінювання ІХ параметра регуляризації;

- якщо не використовувати алгоритмів компенсації зсуву у регуляризоване оцінок ІХ великими літерами, вибір регуляризації повинен бути орієнтований на мінімальне значення нормованої СКО;

- зменшити похибка оцінювання ІХ методом регуляризації можна шляхом підбору структури ІК OFDM-символу в каналах з пам'яттю.

2.6 Висновки

У цьому розділі була розглянута задача обробки сигналів OFDM в каналах зв'язку, яка складається в найкращому виділенні з прийнятої послідовності символів прийнятого сигналу. Представлені результати імітаційного моделювання при використанні математичного пакета Matlab.

1. Класичним методом обробки сигналів OFDM є когерентна демодуляція. Прийняті відліки OFDM надходять на блок БПФ без будь-яких додаткових обробок. При наявності пам'яті в каналі зв'язку завадостійкість класичної схеми когерентного прийому OFDM системи, заснованої на ДПФ, значно знижується. Так, наприклад, при M=3 і частоті помилок на символ 10^-3 енергетичний програш становить 6 дБ.

2. Пропонується додаткова обробка в місці прийому перед блоком ШПФ в системі OFDM, заснована на алгоритмі ПЦППР. При застосуванні алгоритму ПЦППР в каналах з пам'яттю потрібне знання оцінок ІХ.

3. Для каналів з пам'яттю пропонується нова структура потоку OFDMсімволов з виключенням захисних інтервалів і додаванням ІК, інформаційний зміст якої апріорі відомо в місці прийому. При традиційному

формуванні потоку OFDM-символів замість ІК в структуру потоку додається спеціальний пілот-символ, призначений для формування оцінок параметрів використовуваного каналу.

Моделювалися такі алгоритми для системи OFDM в каналі з пам'яттю:

- оцінювання ІХ декількома методами;

- підбір ІК OFDM-символів для оцінювання ІХ методом регуляризації;

- обробка сигналів OFDM алгоритмом ПЦППР з використанням регуляризоване оцінок ІХ. За результатами моделювання можна зробити наступні висновки:

4. При великих значеннях шуму (мале значення відносини сигнал / шум) оцінювання ІХ методом регуляризації має істотно меншими помилками оцінювання в порівнянні з методом найменших квадратів, наприклад, при великій пам'яті каналу зв'язку нормоване СКО зменшується в 5 раз.

5. При виборі параметра регуляризації слід орієнтуватися на мінімальне значення нормованої СКО, якщо не використовувати алгоритми компенсації зсуву у регуляризоване оцінок ІХ.

6. Виявлено найкращі (для розглянутого сузір'я) значення OFDM-символів ІК, при яких нормоване СКО регуляризоване оцінок ІХ мінімально в каналах з пам'яттю.

7. Аналіз отриманої побітової ймовірності помилок в каналі з пам'яттю показує, що потенційні можливості алгоритму ПЦППР в поєднанні з оціненими значеннями ІХ алгоритмом регуляризації реалізує хороші показники завадостійкості в порівнянні з потенційною завадостійкістю алгоритму ПЦППР з точно відомою імпульсною характеристикою в місці прийому, енергетичний програш становить всього 2дБ в широкому діапазоні зміни відношення Рс/Рш.

РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Вступ

Для забезпечення максимальної економічної ефективності при побудові імітаційної моделі системи OFDM для оцінювання імпульсної характеристики був розроблен алгоритм оцінювання імпульсної характеристики під час використання технології OFDM в каналах з пам'яттю. У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на програмування алгоритму.

3.2 Визначення трудомісткості розробки продукту

Трудомісткість розробки і опрацювання алгоритму була розрахована на основі системи моделей з певною точністю оцінки.

Трудомісткість програмування алгоритму визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи з складання технічного завдання і закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного програміста):

$$t = t_{m3} + t_B + t_a + t_{пр} + t_{опр} + t_d \text{ годин}, \quad (3.1)$$

де:

t_{m3} = 24год. – тривалість складання технічного завдання на розробку алгоритму;

t_B = 6.02год. – тривалість вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою;

$t_{пр}$ = 3.3 год. – тривалість програмування за готовою блок-схемою;

$t_{опр}$ = 26 год. – тривалість опрацювання програми на ПК;

t_d = 8 год. – тривалість підготовки технічної документації для алгоритму

Розрахуємо трудомісткість за формулою (3.1)

$$t = 24+6.02+3.3+26+8=67.32 \text{ год.}$$

3.3 Розрахунок витрат на створення алгоритмів оцінювання системи OFDM для оцінювання імпульсної характеристики

Витрати на розробку алгоритмів оцінювання Кпз складаються з витрат на заробітну плату працівника Ззп і витрат машинного часу, що необхідний для опрацювання програми на ПК Змч:

$$К_{пз} = З_{зп} + З_{мч} . \quad (3.2)$$

$К_{пз}$=4039.2+439.5=4478.5, грн.

Заробітна плата інженера зв'зяку враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби та визначається за формулою:

$$З_{зп}=t*З_{пр} , грн., \quad (3.3)$$

де:

t = 67.32 год. – загальна тривалість програмування алгоритму, годин

$З_{пр}$ = 67 грн\год – середньогодинна заробітна плата інженера зв'зяку з урахуванням відрахувань на соціальнізаходи, грн/год

Розрахуємо заробітну плату інженера зв'зяку за формулою (3.3):

$З_{зп}$=67.32*67=4510.44, грн.

Вартість машинного часу для налагодження програми на ПК визначається за формулою:

$$З_{мч} = t_{опр} \cdot C_{мч}$$, грн (3.4)

Розрахуємо вартість машинного часу за формулою (3.5) $З_{мч} = 27.04 \cdot 16.6 = 448.864$, грн.

$C_{мч}$ – вартість 1 години машинного часу ПК, грн./година.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначається за формулою:

$$C_{мч} = P * t * C_e + \frac{Ф_{зал} * H_a}{F_p} + \frac{K_{лпз} * H_{апз}}{F_p}, \text{ грн/год,} \quad (3.11)$$

Енерговитрати визначаються за формулою (3.11):

$$С_{МЧ} = 99.02 \text{ грн./год.,}$$

де:

P = 0.4 кВт – встановлена потужність ПК;

$С_е$ = 1.652 грн/кВт*год. – тариф на електричну енергію;

$Ф_{зал}$ = 5000 грн. – первісна вартість ПК на початок року;

$Н_а$ = 0.5 частки одиниці, - річна норма амортизації на ПК;

$Н_{апз}$ = 0.5 частки одиниці – річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення;

$К_{лпз}$ = 6739грн. – вартість ліцензійного програмного забезпечення;

$F_р$ = 1920го. – річний фонд робочого часу (за 40-годинного робочого тижня Fр = 1920 год).

Річна норма амортизації визначається за формулою

На = (1/Т)*100% (3.12)

Де Т- строк корисного використання ПК згідно з таблицею 3.1, яка розміщена у додатку В, дорівнює 2 роки.

Розрахуємо річну норму амортизації за формулою (3.12)

На=(1/2)*100%=50%=0,5 частки одиниці

Річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення визначається за формулою (3.12)

Строк корисного використання ліцензійного програмування дорівнює 2 роки.

Ліцензійне програмне забезпечення, яке використовується в даному випадку Microsoft Windows 10 Pro та MATLAB & Simulink. Їх вартість 5430 та 1309 грн відповідно, повна вартість складає 6739 грн.

У таблиці 3.1 наведено основні затрати на програмний продукт.

Таблиця 3.1 – Основні затрати на програмний продукт

Пояснення	Умовне скорочення	Вартість, грн.
Витрати на створення програмного продукту	Кпз	4478.5
Вартість закупівлі ліцензійного програмного забезпечення (ПЗ)	Кзпз	6739
Вартість закупівлі апаратного забезпечення та допоміжних матеріалів	Каз	8000
Витрати на навчання технічних фахівців і обслуговуючого персоналу	Кнавч	4500

Отже, капітальні витрати становлять

К=4478.5+6739+8000+4500=23714.5 грн.

3.4 Висновок

Розрахувавши економічну частину, можна зазначити що позитивним фактором з економічної точки зору є відсутність експлуатаційних витрат. Витрати на створення програмного продукту складають 4478.5 гривень. Трудомісткість створення програмного забезпечення – 67.32 години.

ВИСНОВКИ

У дипломній роботі розроблені алгоритми оцінювання імпульсної характеристики для субоптимальних алгоритмів прийому сигналів «в цілому» при використанні технології OFDM в каналах з пам'яттю за рахунок вирішення наступних завдань:

– розробка моделі каналу зв'язку з пам'яттю;

– аналіз формування OFDM-сигналу на передачі і класичної схеми прийому сигналів OFDM в каналах з пам'яттю;

– розробка алгоритмів оцінювання ІХ системи OFDM в каналах з пам'яттю;

– оцінка якості алгоритмів оцінювання ІХ системи OFDM в каналах з пам'яттю.

За результатами дипломної роботи можна зробити наступні висновки:

1. У каналах з пам'яттю використання традиційних методів обробки сигналів OFDM, які не враховують розсіювання переданого сигналу в часі, не дозволяє підвищити стійкість перед завадами прийому без залучення оптимальних (або субоптимальних) алгоритмів обробки сигналів.

Пропонується додаткова обробка в місці прийом, заснована на алгоритмі оцінювання ІХ і алгоритмі ПЦППР.

2. Для збільшення спектральної ефективності в каналах з пам'яттю пропонується структура потоку OFDM-символів з виключенням захисних інтервалів, і додаванням в кожен символ ІК, інформаційний зміст якої апріорі відомо в місці прийому. Для системи OFDM в каналах з пам'яттю розроблені алгоритми оцінювання ІХ методом регуляризації і методом найменших квадратів. При малій пам'яті каналу M = 2 виграш по СКО досягає 5 разів.

3. При виборі параметра регуляризації слід орієнтуватися на мінімальне значення нормованої СКО, якщо не використовувати алгоритми компенсації зсуву у регуляризоване оцінок ІХ.

4. Підібрані значення випробувальної комбінації OFDM-символів дозволяють поліпшити показники якості оцінювання ІХ в каналах з пам'яттю. При великих значеннях шуму рекомендується використання методу регуляризації з підбором параметра регуляризації α, який дасть поліпшення показників якості оцінювання ІХ системи OFDM в каналах з пам'яттю.

5. Потенційні можливості алгоритму ПЦППР в поєднанні з оціненими значеннями ІХ алгоритмом регуляризації на основі виділення квадратурних компонент реалізує хороші показники завадостійкості прийому OFDM-символів. Енергетичний програш ситуації, в якій параметри ІХ в місці прийому відомі точно, становить 2 дБ в широкому діапазоні зміни відношення сигнал / шум.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Аджемов, А.С. Загальна теорія зв'язку: підручник для вузів / В.Г. Санніков, А.С. Аджемов. - М.: Гаряча лінія - Телеком, 2018. – 624 с.

2. Зюко, А.Г. Теорія передачі сигналів: підручник для вузів. / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловський, М.В. Назаров, Л.М. Фінк - М.: Радіо и зв'язок, 1986.

3. Карташевський, В.Г. Прийом сигналів OFDM в системі MIMO в каналах з пам'яттю / В.Г. Карташевський, К.А. Бєльський, А.А. Філімонов // Радіотехніка. - 2016. - №2.

4. Кловський Д.Д. Інженерна реалізація радіотехнічних схем (в системах передачі дискретних повідомлень в умовах межсимвольной інтерференції) / Д.Д. Кловський, Б.І. Миколаїв. - М.: Зв'язок, 1975.

5. Кловський Д.Д. Передача дискретних повідомлень по радіоканалах (1 видання) / Д.Д. Кловський. - М.: Зв'язок, 1969.

6. Макаров, С.Б. Перешкодостійкість одного алгоритму поелементного прийому зі зворотним зв'язком за рішенням при наявності межсимвольной інтерференції / С.Б. Макаров, І. А. Цікін // Радіотехніка. - 1976. - №5.

7. Рабинер, Л. Теорія і застосування цифрової обробки сигналів / Л. Рабинер, Б. Гоулд; пер з англ. А. Л. Зайцева, Е. Г. Назаренко, М.М. Тетёкіна - М.: Мир, 1978. – 848 с.

8. Сліпенчук, К.С. Алгоритм обчислень оцінки імпульсної характеристики OFDM сигналу / К.С. Сліпенчук // Тези доповідей XXV Російської наукової конференції професорсько-викладацького складу, наукових співробітників та аспірантів ПГУТІ - Самара, 2018.

9. Сліпенчук, К.С. Оцінювання імпульсної характеристики сигналів OFDM в каналах з пам'яттю / К.С. Сліпенчук // Тези доповідей Проблеми техніки і технологій телекомунікацій: Збірник праць XVI Міжнародній науково-технічній конференції - Казань, 2016.

10. Тихвинський, В.О. Мережі мобільного зв'язку LTE: технології та архітектура / В.О. Тихвинський, С.В. Терентьєв, А.Б. Юрчук - М.: Еко-Трендз, 2010. - 284 с.

11. Пристрій для оцінки параметрів каналу зв'язку // Карташевський В.Г. А.С. СРСР 1297240, опубл. 1987 р БІ №10.

12. Пристрій для вимірювання імпульсної реакції // Карташевський В.Г. А.С. СРСР 1406798 опубл. 1988 року, БІ №24.

13. Пристрій для оцінки параметрів каналу зв'язку // Карташевський В.Г. А.С. СРСР 780211 опубл. 1992 р БІ №5.

14. Пристрій і спосіб зменшення papr в системі зв'язку OFDM // Юн Сунг-Ріул, Парк Сунг-Еун, Кім Дзае-Йоел Патент RU 2313910 C2 від 09.09.2004 р, опубл. 27.12.2007.

15. Шіркунова, К.С. Підвищення спектральної ефективності системи OFDM в мережах мобільного зв'язку LTE / К.С. Шіркунова // Тези доповідей XX Російської наукової конференції професорсько-викладацького складу, наукових співробітників та аспірантів ПГУТІ - Самара, 2013. - С. 56 – 57.

16. Yucek, T. Channel, spectrum, and waveform awareness in OFDM-based cognitive radio systems / Tevfik Yucek. - Florida: University of South Florida, 2007. - 186 p.

17. Vasudevan, K. Coherent detection of turbo coded OFDM signals transmitted through frequency selective rayleigh fading channels / K. Vasudevan // In Proceedings of the IEEE ISPCC. - Shimla (India), 2013.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	А4	Реферат	3	
2	А4	Список умовних скорочень	1	
3	А4	Зміст	2	
4	А4	Вступ	3	
5	А4	1 Розділ	26	
6	А4	2 Розділ	32	
7	А4	3 Розділ	5	
8	А4	Висновки	2	
9	А4	Перелік посилань	2	
10	А4	Додаток А	1	
11	А4	Додаток Б	1	
12	А4	Додаток В	1	
13	А4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

1 Титульний аркуш.docx

2 Завдання.docx

3 Реферат.docx

4 Список умовних скорочень.docx

5 Зміст.docx

6 Вступ.docx

7 Розділ 1.docx

8 Розділ 2.docx

9 Розділ 3.docx

10 Висновки.docx

11 Перелік посилань.docx

12 Додаток А.docx

13 Додаток Б.docx

14 Додаток В.docx

15 Додаток Г.docx

Презентація.pptx

ДОДАТОК В. Відгуки керівників розділів

Відгук керівника економічного розділу:

Керівник розділу _____ _____

(підпис) (ініціали, прізвище)

ДОДАТОК Г. ВІДГУК

на дипломну роботу бакалавра на тему:

Розробка алгоритму оцінювання імпульсної характеристики каналу з пам’яттю при використанні технології OFDM

студента групи 172-18ск-1

Суздалева Богдана Юрійовича

Пояснювальна записка складається з титульного аркуша, завдання, реферату, списку умовних скорочень, змісту, вступу, трьох розділів, висновків, переліку посилань та додатків, розташованих на __ сторінках та містить __ рисунків, __ таблиць, __ джерел та __ додатка.

Об'єкт досліджень – система ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM).

Мета дипломної роботи – розробка алгоритмів оцінювання імпульсної характеристики для субоптимального прийому при використанні технології OFDM в каналах з пам'яттю.

У розділі «Стан питання. Постановка задачі» було детально розглянуто системи бездротового зв’язку, технологію OFDM і її застосування у системах зв’язку.

У спеціальній частині була розглянута задача обробки сигналів OFDM в каналах зв’язку, яка полягає у виділенні з прийнятої послідовності символів прийнятого сигналу.

Зміст та структура дипломної роботи дозволяють розкрити поставлену тему повністю.

Студент показав достатній рівень володіння теоретичними положеннями з обраної теми, показав здатність формувати власну точку зору (теоретичну позицію).

Робота оформлена та написана грамотною мовою. Містить необхідний ілюстрований матеріал. Автор добре знає проблему, уміє формулювати наукові та практичні завдання і знаходить адекватні засоби для їх вирішення.

В цілому дипломна робота задовольняє усім вимогам і може бути допущена до захисту, а його автор заслуговує на оцінку «_____».

Керівник