

Міністерство освіти і науки України
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ОДЕСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
Навчально-науковий інститут штучного інтелекту та робототехніки
Кафедра комп'ютерних систем

Добровольський Дмитро Вікторович,
студент групи УК-161

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА МАГІСТРА

Дослідження алгоритмів підвищення ефективності бездротових
корпоративних мереж

Спеціальність:

123 Комп'ютерна інженерія

Спеціалізація, освітня програма:

Спеціалізовані комп'ютерні системи

Керівник:

Ступень П. В.,

к.т.н., доцент

Державний університет «ОДЕСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

Навчально-науковий інститут штучного інтелекту та робототехніки

Кафедра комп'ютерних систем

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність: 123 Комп'ютерна інженерія

Спеціалізація/освітня програма: Спеціалізовані комп'ютерні системи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри Ситніков В.С.

Ситніков В.С.

«__» _____ 202__ р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

Добровольського Дмитра Вікторовича

1. Тема роботи:

«Дослідження алгоритмів підвищення ефективності бездротових корпоративних мереж»

Керівник роботи Ступень П. В., к.т.н., доцент каф. КС

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «__» _____ 20__ року № _____

2. Зміст роботи: ISM - діапазон; смуга робочих частот 2.4-2.4835 ГГц;

кількість частотних каналів - 12; Діаметр зони обслуговування ≤ 50 м;

потужність передавача 50 мВт; максимальна кількість абонентів в кожній зоні обслуговування – 12; Тип каналу зв'язку - гаусовський, релеївський.

Необхідно розробити імітаційну модель 2-х хостової мережі клієнт-сервер з з використанням OFDM модуляції на каналному рівні.

Зміст пояснювальної записки: Вступ. Аналітичний огляд літератури.

Недоліки існуючих систем. Постановка задачі досліджень. Розробка методики для аналізу електромагнітної обстановки на об'єкті. Розробка математичної моделі модему OFDM. Дослідження завадостійкості різних видів модуляції на

основі імітаційної моделі. Розробка алгоритму (методики) підвищення ефективності бездротової промислової мережі.

Висновки

3. Перелік ілюстративного матеріалу: Презентація (9-12 слайдів).

4. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

5. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання	Примітка
1	Вступ	06.09.21–10.09.21	виконано
2	Аналітичний огляд	13.09.21–17.09.21	виконано
3	Техніко-економічне обґрунтування	20.09.21–24.10.21	виконано
4	Розробка методики для аналізу електромагнітної обстановки на об'єкті	20.09.21–24.10.21	виконано
5	Розробка математичної моделі модему OFDM	27.09.21– 01.10.21	виконано
6	Дослідження завадостійкості різних видів модуляції на основі імітаційної моделі	01.10.21–08.10.21	виконано
7	Розробка алгоритму (методики) підвищення ефективності бездротової промислової мережі	08.10.21–22.10.21	виконано
8	Оформлення графічних матеріалів	22.10.21–19.11.21	виконано
9	Висновки	19.11.21–26.11.21	виконано

Здобувач вищої освіти _____
(підпис)

Керівник роботи _____
(підпис)

АНОТАЦІЯ

Текстова частина магістерської роботи: 94 с., 37 рис., 4 табл., 2 додатка, 19 джерел.

WLAN, OFDM МОДУЛЯЦІЯ, ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ РАДІОКАНАЛУ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ГАУССІВСЬКОЇ МОДЕЛІ КАНАЛУ

Кваліфікаційна дипломна робота магістра присвячена розробці методики щодо підвищення ефективності промислових бездротових мереж, що працюють в безліцензійних діапазонах частот.

В роботі сформульовані основні критерії що впливають на ефективність промислових мереж. В якості головного критерія ефективності обрано зберігання потрібної швидкості передавання інформації від сервера до клієнта і від клієнта до сервера в межах всієї зони обслуговування.

З метою забезпечення головного критерія ефективності було запропоновано методика оптимізації параметрів спрямованості антен і чутливості приймачів клієнту та серверу за допомогою безкоштовної онлайн системи моделювання WLAN пристроїв фірми «МОХА».

В роботі, за допомогою демо-версії системи математичного моделювання Matlab 2011b, розроблено імітаційна модель безпроводного радіо-модему з OFDM модуляцією та досліджено його завадостійкість.

ABSTRACT

Text part of the master's thesis: 94 pages, 37 figures, 4 tables, 2 applications, 19 sources.

WLAN, OFDM MODULATION, RADIO CHANNEL SIMULATION MODEL, GAUSSIAN CHANNEL MODEL

The master's thesis is devoted to the development of methods for improving the efficiency of industrial wireless networks operating in unlicensed frequency bands. The main criteria that influence the efficiency of industrial networks are formulated in the article. The main criterion for efficiency is to store the required data rate from server to client and from client to server throughout the entire service area.

In order to provide the main criterion of efficiency, a technique was proposed to optimize the antenna directional parameters and the sensitivity of the receivers to the client and the server with the help of the free online modeling system of WLAN devices of the firm "MOXA".

In the work, using a demo version of Matlab Mathematical Modeling 2011b, we developed a simulation model of a wireless radio modem with OFDM modulation and investigated its noise immunity.

ЗМІСТ

	С.
ВСТУП	7
1 ОСНОВНІ КОНЦЕПЦІЇ ПОБУДОВИ ІНФРАСТРУКТУРИ ПРОМИСЛОВИХ МЕРЕЖ	9
1.1 Різновиди дротових локальних мереж передавання даних	9
1.4 Критерії ефективності промислових бездротових мереж.....	29
1.5 Вимоги до математичної моделі каналу зв'язку щодо бездротових мереж з OFDM сигналами.....	30
2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ МОДЕМУ OFDM	31
2.1 Математична модель OFDM-сигналу на вході демодулятора приймача.....	31
2.2 Характеристики шуму і перешкод в тропосферних каналах зв'язку.....	35
2.3 Розробка алгоритму оцінки частотних спотворень в каналі зв'язку.....	51
2.4 Оцінка завадостійкості порційних каналів при різній модуляції в каналі зв'язку	52
3 РОЗРОБКА ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ РАДІОКАНАЛУ З OFDM	57
3.1 Розрахунок параметрів OFDM сигналу	57
3.2 Імітаційна модель радіоканалу з OFDM.....	58
3.3 Дослідження завадостійкості OFDM сигналу в залежності від типу субканальної модуляції	60
3.4 Моделювання завадостійкості радіоканалу з OFDM для гаусівського та релєївського каналів зв'язку	62
4 РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ОПТИМІЗАЦІЇ НАЛАШТУВАНЬ БЕЗДРОВОЇ ПРОМИСЛОВОЇ МЕРЕЖІ	70
4.1 Аналіз параметрів сигналу в точці розтушування приймально-передавального вузлу за допомогою стандартного обладнання.....	70
4.2 Алгоритм визначення розмірів зони обслуговування залежно від енергетичних характеристик радіомодемів	78
ВИСНОВКИ ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ	86
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	87
Б.1 Оптимізація за критерієм мінімуму вартості при заданій швидкості передачі даних і радіусі зони обслуговування	93
Б.2 Оптимізація за критерієм максимальної швидкості передачі даних при заданій відстані.....	94

ВСТУП

Під промисловою мережею зазвичай мають на увазі сукупність інтелектуального обладнання, здатного передавати, приймати і обробляти інформацію по дротових і бездротових каналах зв'язку в межах деякого обмеженого простору.

Ефективність функціонування сучасних підприємств багато в чому визначається саме ефективністю промислових мереж і їх здатністю працювати в реальних умовах виробництва. Устаткування і стандарти передачі даних повинні забезпечувати високу надійність передачі інформації та володіти необхідною швидкістю реакції на певні команди.

Також слід відзначити той факт, що вимоги до гнучкості конфігурації, простоті і надійності локальних інтерфейсів привели до популярності бездротових технологій.

Для бездротового обміну даними у всьому світі надаються неліцензованому (ISM - Industrial, Scientific, Medical) діапазону. Частотний діапазон ISM є тією частиною радіочастотного спектру загального призначення, яка може бути використана без ліцензування. Єдина вимога для розроблюваних продуктів в ISM-діапазоні - це відповідність нормам, які встановлюються регулюючими органами для даної частини частотного спектра [1].

Однак незважаючи на ряд безсумнівних переваг бездротових технологій залишилися невирішеними проблеми електромагнітної сумісності і слабка доступність, особливо в рамках комерційного виробництва, інструментів для оптимального конфігурації таких мереж. Також суттєвою проблемою, яка впливає на надійність передачі даних є багатопроменівість і загасання електромагнітних коливань в матеріалі несучих конструкцій будівель.

З метою зниження впливу багатопроменівості все частіше використовують бездротові технології на основі ортогональної частотної (OFDM) модуляції.

Привабливість і перспективність бездротових технологій, особливо із застосуванням ортогональної частотної модуляції, актуалізують виконання досліджень, пов'язаних з підвищенням ефективності промислових інформаційних мереж.

Наукова новизна даної роботи полягає в розробці імітаційних моделей модемів з OFDM модуляцією що дозволяє проводити оптимізацію бездротової мережі як для Гаусовського так і для Релеєвського каналів зв'язку.

Об'єктом дослідження в магістерській роботі є бездротова мережа, що працює в діапазонах частот 2.4 ГГц та 5 ГГц.

Предмет дослідження це параметри бездротових промислових мереж, поліпшення котрих призведе до підвищення ефективності роботи всієї телекомунікаційної системи. Серед таких параметрів завадостійкість, швидкість передавання інформації, цінові параметри додаткового обладнання такого як приймально-передавальні антени.

Ціль роботи: підвищення ефективності роботи корпоративних бездротових мереж завдяки оптимізації їхніх параметрів за допомогою методів математичного та імітаційного моделювання.

Завдання досліджень:

- Дослідження завадостійкості модему з ортогональною частотною модуляцією в Гаусовському та Релеєвському каналах зв'язку на підставі розробленої імітаційної моделі;
- Розробка алгоритму оцінки спрямованих властивостей приймально-передавальних антен, що використовуються на реальному обладнанні;
- Моделювання залежності пропускної здатності мережі від радіусу зони обслуговування окремих вузлів за допомогою системи онлайн моделювання.

1 ОСНОВНІ КОНЦЕПЦІЇ ПОБУДОВИ ІНФРАСТРУКТУРИ ПРОМИСЛОВИХ МЕРЕЖ

1.1 Різновиди дротових локальних мереж передавання даних

Найбільш зручним та розповсюдженим, на сьогоднішній день, підходом до організацій провідної промислової мережі є створення надбудов понад локальною корпоративною мережею передавання даних підприємств.

Локальна корпоративна мережа, яка скорочується як ЛКМ, має вигляд неконтрольованої системи комунікацій, що забезпечує безпеку спільного використання загальних ресурсів комп'ютерів та інших служб, підключених до мереж, таких, як пристрої для друку, надійні накопичувачі інформації, сканери, IP телефони та інші пристрої. Відповідно до загальноприйнятого визначення [2], ЛКМ це така мережа, яка займає територією одного або декількох будівель, що знаходяться на малому поширенні одне від одного.

Локальна корпоративна мережа має деякі особливості і вимоги, основними з яких є:

- Швидкість передачі даних від 10 Мбіт / сек до десятків Гбіт / сек при умові використання багатомодового оптичного волокна.

- Використання протоколів зв'язку з корекцією помилок.

- Використання ефективних пристроїв та алгоритмів маршрутизації.

ЛКМ також можна класифікувати за деякими додатковими визнаннями. У залежності від відстані між пристроями, що знаходяться в співпраці та взаємодії, розрізняють наступні види корпоративних мереж:

- ЛКМ малого радіуса дії - поєднання поточної мережі з іншими ЛКМ, розташованими на території одного заводу або іншого закладу, які займають відносно невелику площу.

Локальні та корпоративні обчислювальні мережі - основний вигляд вигідних систем, що використовуються в системах автоматизації та проектування (САПР).

- міські - охоплюють територію міста або іншого населеного пункту;

- регіональні - що охоплюють територію регіону або області;

- глобальна мережа Internet (реалізована в ній інформаційна служба World Wide Web (WWW)). Це мережа мереж зі своєю технологією. В Internet

Дротові мережі також можна диференціювати на основі методів управління.

Топологія "Клієнт / Сервер" - один або кілька вузлів (назви яких є серверами), які виконують функції управління або спеціальні сервісні функції в мережі, а решта вузлів (клієнтів) - термінали, де працюють користувачі. Мережі клієнт / сервер відрізняються за характером розподілу функцій між серверами, іншими словами, залежно від типу сервера (наприклад, файловий сервер, сервер бази даних). Завдяки спеціалізації конкретних серверів прикладних програм ми маємо розподілену обчислювальну мережу.

Така мережа також відрізняється від централізованої системи на базі мейнфрейму. Всі вузли мають рівні права, тому що в цілому клієнт - це об'єкт (пристрій або програма), який вимагає певних послуг, а сервер - це об'єкт, який надає ці послуги, кожен вузол в мережі одноранговий та може виконувати функції клієнта і сервера.

Нарешті, з'явилася концепція, що орієнтована на мережу, в якій користувачі мали б лише пристрої, що використовуються для доступу до віддалених комп'ютерів, а мережа надає послуги для команд, які виконують обчислення та обробляють інформацію. Іншими словами, користувачеві не потрібно купувати програмне забезпечення для вирішення проблем із додатком, він платить лише за виконані замовлення. Такі комп'ютери називають тонкими клієнтами або мережевими комп'ютерами.

Слід розрізнявати випадкові та детерміновані методи доступу на основі методу доступу. Серед стохастичних методів найвідомішим є метод множинного доступу з керуванням несучої та виявленням зіткнень. Англійська назва цього методу - "Детермінація множинного доступу / конфлікту перевізника (CSMA)" від оператора.

Протокол CSMA / CD втілює ідею вищезазначеного алгоритму та додає важливий елемент вирішення конфлікту. Оскільки зіткнення руйнують усі кадри, що передаються, коли вони виникають, станція не має сенсу продовжувати передавати свої кадри, оскільки вони (станція) виявили зіткнення. В іншому випадку втрати часу під час тривалої передачі кадру будуть величезними. Тому, щоб вчасно виявити конфлікти, сайт слухає засоби масової інформації протягом усього процесу передачі.

Алгоритм CSMA / CD станції відправки має наступний вигляд:

1) Станція, яка збирається передавати, прослуховує середу, і передає, якщо середовище вільна. В іншому випадку (тобто якщо середовище зайнята), переходить до кроку 2. При передачі декількох кадрів підряд станція витримує певну паузу між посилками кадрів - міжкадровий інтервал, причому після кожної такої паузи перед відправкою наступного кадру станція знову прослуховує середу (повернення на початок кроку 1).

2) Якщо середовище зайнята, станція продовжує прослуховувати середу до тих пір, поки середовище не стане вільною, і потім відразу ж починає передачу.

3) Кожна станція, провідна передачу, прослуховує середу, і, в разі виявлення колізії не припиняє відразу ж передачу, а спочатку передає короткий спеціальний сигнал колізії - jam-сигнал, інформуючи інші станції про колізії, і припиняє передачу.

4) Після передачі jam-сигналу станція замовкає і чекає деяке довільне час відповідно до правила бінарної експоненційної затримки, а потім повертається до кроку 1 [3].

Міжкадровий інтервал IFG (interframe gap) становить 9,6 мкс, (12 байт). З одного боку, він необхідний для того, щоб приймаюча станція могла коректно завершити прийом кадру. Крім цього, якби станція передавала кадри безупинно, вона б повністю захопила канал і, тим самим, позбавила інші станції можливості передачі.

Jam-сигнал (jamming - дослівно глушіння). Передача jam-сигналу гарантує, що жоден кадр не буде втрачено, так як всі вузли, які передавали кадри до виникнення колізії, прийнявши jam-сигнал, перервуть свої передачі і замовкнуть в очікуванні нової спроби передати кадри. Jam-сигнал повинен бути достатньої довжини, щоб він дійшов до найвіддаленіших станцій колізійного домену з урахуванням додаткової затримки SF (safety margin) на можливих повторювачах.

Колізійних домен (collision domain) - безліч всіх станцій в мережі, одночасна передача будь-якої пари з яких призводить до колізії.

На рисунку 1.2 проілюстровано процес виявлення колізії стосовно топології «шина».

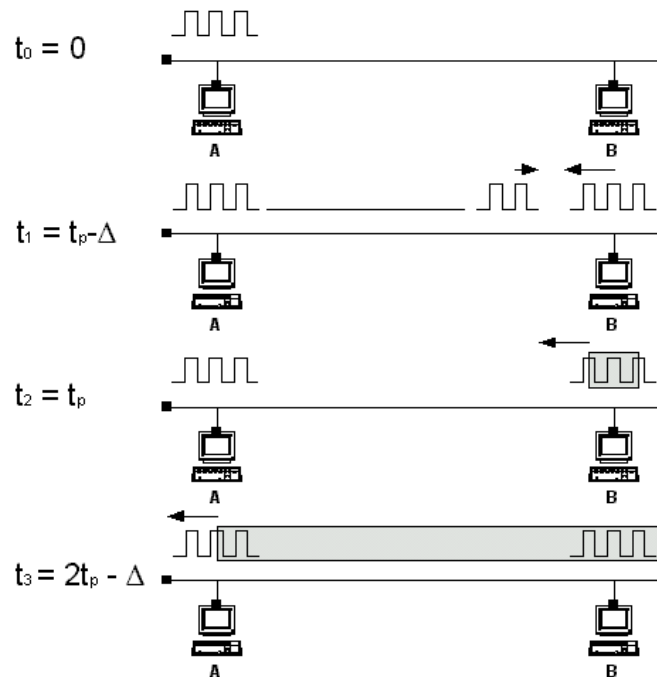


Рисунок 1.2 — Виявлення колізії в шині при використанні схеми CSMA / CD стандарту Ethernet

У момент часу t_0 вузол А починає передачу, природно прослуховуючи свій же передається сигнал. У момент часу t_1 , коли кадр майже дійшов до вузла В, цей вузол, не знаючи про те, що вже йде передача, сам починає передавати. У момент часу $t_2 = t_1 + D$, вузол В виявляє колізію (збільшується постійна складова електричного сигналу в прослуховується лінії). Після цього вузол В передає jam-сигнал і припиняє передачу. У момент часу t_3 сигнал колізії доходить до вузла А, після чого А також передає jam-сигнал і припиняє передачу.

За стандартом Ethernet вузол не може передавати дуже короткі кадри, чи, іншими словами, вести дуже короткі передачі. Навіть якщо поле даних заповнене не до кінця, то з'являється спеціальне додаткове поле, подовжує кадр до мінімальної довжини 64 байта без урахування преамбули.

Час каналу ST (slot time) - це мінімальний час, протягом якого вузол зобов'язаний вести передачу, займати канал. Це відповідає передачі кадру мінімально допустимого розміру, прийнятого стандартом Ethernet IEEE 802.3. Час каналу пов'язано з максимально допустимим відстанню між вузлами мережі - діаметром колізійного домену.

Припустимо, що в наведеному вище прикладі реалізується найгірший сценарій, коли станції А і В віддалені один від одного на максимальну відстань. Час поширення сигналу від А до В позначимо через t_p . Вузол А починає передавати в нульовий момент часу. Вузол В починає передавати в момент часу $t_1 = t_p + D$ і виявляє колізію через інтервал D після початку своєї передачі. Вузол А виявляє колізію в момент часу $t_3 = 2t_p - D$. Для того, щоб кадр, випущений А, не був загублений, необхідно, щоб вузол А не припиняв вести передачу до цього моменту, так як тоді, виявивши колізію, вузол А буде знати, що його кадр не дійшов, і спробує передавати його повторно. В іншому випадку кадр буде втрачено. Максимальний час, через яке з моменту початку передачі вузол А ще може знайти колізію, так само $2t_p - D$ - це час називається затримкою на подвійному пробігу RTD (round-trip delay). У більш загальному випадку, RTD визначає сумарну затримку, пов'язану як з затримкою через кінцевої довжини сегментів, так і з затримкою, що виникає при обробці кадрів на фізичному рівні проміжних повторювачів і кінцевих вузлів мережі. Далі зручно використовувати також іншу одиницю виміру часу: бітове час BT (bit time). Час 1 BT відповідає часу, необхідного для передачі одного біта, тобто 0,1 мкс при швидкості 10 Мбіт / с.

Стандартом Ethernet регламентовані такі правила виявлення колізій кінцевим вузлом мережі:

- 1) вузол А повинен знайти колізію до того, як передасть свій 512-й біт, включаючи біти преамбули;
- 2) вузол А повинен припинити передачу раніше, ніж буде переданий кадр мінімальної довжини - передано 576 біт (512 біт після обмежувача початку кадрів SFD); перекриття між передачами вузлів А і В-бітовий інтервал, починаючи з моменту передачі першого біта преамбули вузлом А і закінчуючи прийомом вузлом А останнього біта, випущеного вузлом В, - повинно бути менше, ніж 575 BT.

Остання умова для мережі Ethernet є найбільш важливим, оскільки, його виконання веде до виконання і перших двох. Це третя умова задає обмеження на діаметр мережі. Стосовно до затримки на подвійному пробігу RTD третю умову можна сформулювати у вигляді: $RTD < 575 BT$ [4].

При передачі великих кадрів, наприклад 1500 байт, колізія, якщо вона взагалі виникне, виявляється практично на самому початку передачі, не пізніше перших 64 переданих байт (якщо колізія не виникла в цей час, то пізніше вона вже не виникне, оскільки всі станції прослуховують лінію і, «чуючи» передачу мовчатимуть). Так як jam-сигнал значно коротше повного розміру кадру, то при використанні алгоритму CSMA / CD кількість вхолосту витраченої ємності каналу скорочується до часу, необхідного на виявлення колізії. Раннє виявлення колізій призводить до більш ефективного використання каналу. Пізніше виявлення колізій, властиве більш протяжним мереж, коли діаметр колізійного домену становить кілька кілометрів, знижує ефективність роботи мережі. На рисунку 1.3 представлені алгоритми прийому і передачі даних в одному з вузлів за допомогою методу CSMA / CD.

Серед детермінованих методів переважають маркерні методи доступу.

Маркерний метод - метод доступу до середовища передачі даних в ЛВС, заснований на передачі повноважень передавальної станції за допомогою спеціального інформаційного об'єкта, званого маркером. Під повноваженням розуміється право ініціювати певні дії, динамічно надані об'єкту, наприклад станції даних в інформаційній мережі.

Застосовується ряд різновидів маркерних методів доступу. Наприклад, в естафетному методі передача маркера виконується в порядку черговості; в способі селекторної опитування (квантованної передачі) сервер запитує станції і передає повноваження однієї з тих станцій, які готові до передачі. У кільцевих однорангових мережах широко застосовується тактуємий маркерний доступ, при якому маркер циркулює по кільцю і використовується станціями для передачі своїх даних.

Приклад типової промислової дротової мережі приведений на рисунку 1.3.

Як видно з рисунку до локальної обчислювальної мережі підключено сервер під керуванням Novell NetWare 4.11, а також сервер використовує операційну систему Windows 2003.

Зв'язок з адміністративними будівлями, складами, майстернями здійснюється з використанням технологій ADSL і SDSL, використовуючи в якості середовища передачі даних телефонний кабель, по мережі Ethernet використовує в якості середовища передачі даних кабель UTP.

Зв'язок з мережевими районами здійснюється через VPN з'єднання.

Зв'язок зі складами здійснюється по тонкому коаксіальному кабелю. Швидкість передачі становить 10 Мбіт / с. Дана ділянка мережі є найбільш швидкісним.

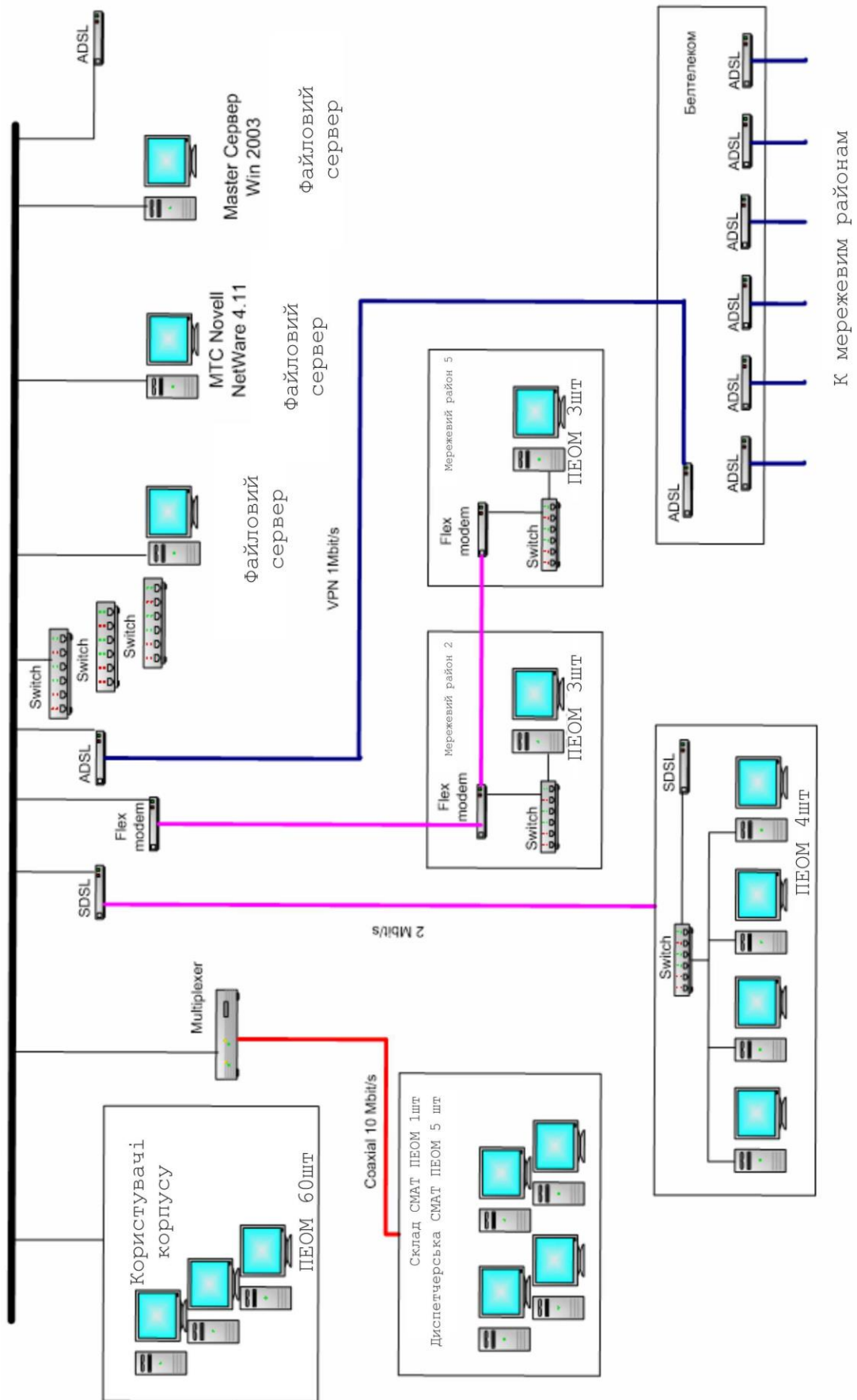


Рисунок 1.3 — Структурна схема мережі підприємства

1.2 Особливості технологій бездротової передачі інформації з використанням OFDM

Одна з найбільш часто використовуваних технологій широкосмугового зв'язку є бездротова технологія Ultra Wide Band (UWB).

В технології UWB Multi Band OFDM передбачається використання не всього спектрального діапазону, а тільки частот від 3168 до 4752 (МГц). Крім того, даний частотний діапазон розбивається на три частотних канали шириною 528 МГц кожний (рисунок 1.4): канал #1 — 3186-3696 МГц, канал #2 — 3696-4224 МГц, канал #3 — 4224-4752 МГц.

Центральна (несуча) частота в кожному з частотних каналів розраховується за правилом:

$$f_c = 2094 + 528 \times n_{ch},$$

де n_{ch} — номер каналу. Таким чином, для першого каналу несуча частота становить 3 432, для другого - 3960, а для третього - 4488 (МГц).

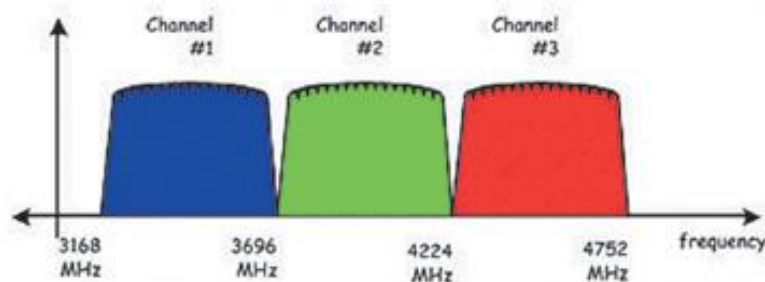


Рисунок 1.4 – Три частотні канали у технології UWB Multi Band OFDM

Технологія OFDM знаходить широке застосування в протоколах бездротового зв'язку, наприклад в стандартах IEEE 802.11a, 802.11g і 802.16. Основна перевага даної технології полягає в тому, що вона дозволяє реалізувати високу швидкість передачі даних, має високу спектральну ефективність і створює передумови для ефективного придушення такого

паразитного явища, як багатопроменева інтерференція сигналів, що виникає в результаті багаторазових відбиттів сигналу від природних перешкод, внаслідок чого один і той же сигнал потрапляє в приймач різними шляхами. Отже, в точці прийому результуючий сигнал являє собою суперпозицію (інтерференцію) багатьох сигналів, що мають різні амплітуди і зміщених один щодо одного по часу, що призводить до спотворення прийнятого сигналу. Багатопроменева інтерференція властива будь-якому типу сигналів, але особливо негативно вона позначається на широкосмугових сигналах.

Щоб уникнути багатопроменевого розповсюдження, в технології OFDM потік переданих даних розподіляється по безлічі частотних ортогональних один одному підканалів і передача ведеться паралельно на всіх підканалах. При цьому під ортогональністю каналів мається на увазі, що несучі частоти кожного каналу ортогональні один одному. І хоча самі частотні підканали можуть частково перекривати один одного, ортогональність несучих сигналів гарантує частотну незалежність каналів один від одного, а, отже, і відсутність між каналної інтерференції (рисунок 1.5)[5].

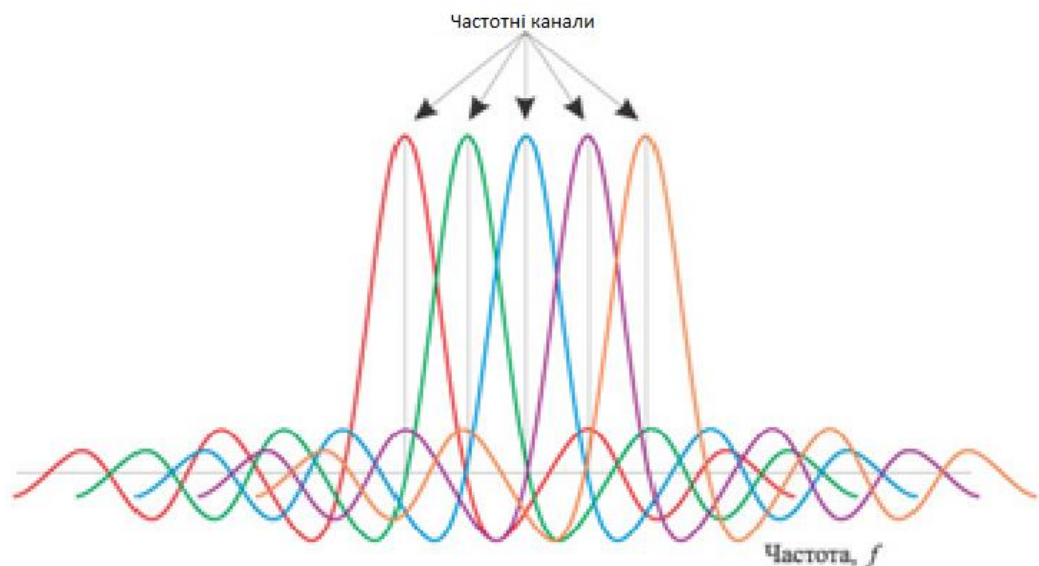


Рисунок 1.5 – Приклад перекривних частотних каналів з ортогональними несучими

Для реалізації методу OFDM в передавальних пристроях використовується зворотне швидке перетворення Фур'є (IFFT), що переводить попередньо мультиплексований на N-каналів сигнал з часового подання в частотне (рисунок 1.6).

У технології UWB Multi Band OFDM для розділення кожного з трьох частотних каналів на підканали використовується швидке зворотне перетворення Фур'є з вікном на 128 частотних підканалів, з яких для передачі даних використовуються 100 підканалів, 12 підканалів застосовуються для узгодження фази і частоти сигналу, а решта підканалів не використовуються.

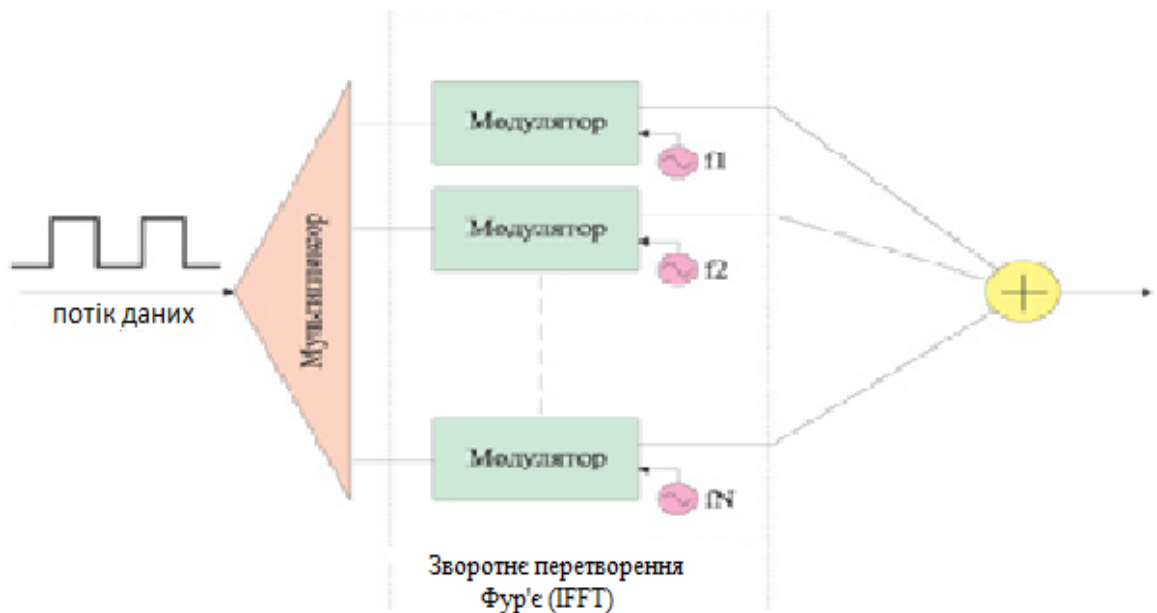


Рисунок 1.6 – Реалізація методу OFDM

Іншою особливістю технології UWB Multi Band OFDM є тимчасове чергування OFDM-символів за трьома частотним каналами (TFI-OFDM), тобто перший символ передається з використанням OFDM-технології в першому частотному каналі, другий символ - у третьому, третій - у другому, четвертий - знову в першому і т.д. (рисунок 1.7). Такий підхід дозволяє рівномірно заповнити весь частотний діапазон і знизити вплив багатопроменевої інтерференції на спотворення сигналу.

Крім того, для боротьби з багатопроменевою інтерференцією в технології OFDM використовуються так звані охоронні інтервали (Guard

Interval, GI) і циклічний префікс (Cycling Prefix). Охоронний інтервал тривалістю 9,5 нс - це часовий проміжок між прямування окремих OFDM-символів, необхідний для перемикавання з одного частотного каналу на інший.

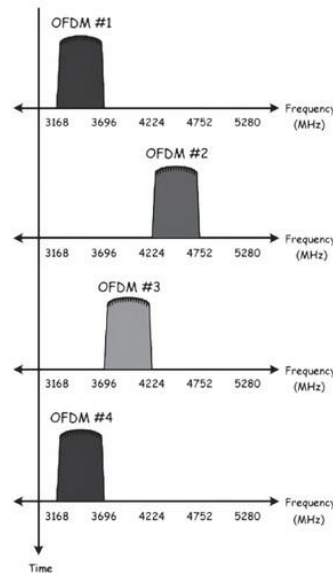


Рисунок 1.7 – Чергування OFDM-символів за трьома частотним каналами

Циклічний префікс тривалістю 60,6 нс додається в початок кожного OFDM-символу і являє собою циклічне повторення закінчення символу. Наявність циклічного префікса створює тимчасові паузи між окремими символами, і якщо тривалість охоронного інтервалу перевищує максимальний час затримки сигналу в результаті багатопроменевого поширення, то міжсимвольної інтерференції не виникає (рисунок 1.8).

Циклічний префікс є надлишковою інформацією і в цьому сенсі знижує корисну (інформаційну) швидкість передачі, але саме він служить захистом від виникнення міжсимвольної інтерференції. Зазначена надлишкова інформація додається до переданого символу в передавачі і відкидається при прийомі символу в приймачі.

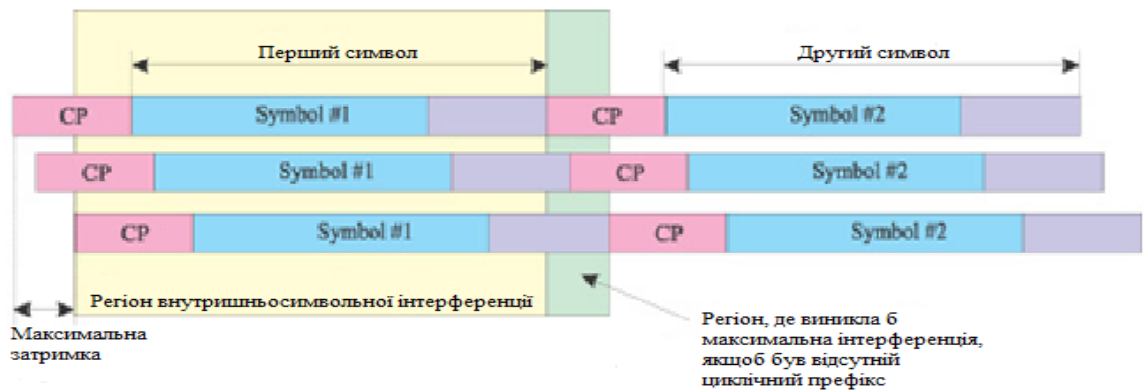


Рисунок 1.8 – Циклічний префікс який дозволяє уникнути міжсимвольної інтерференції.

З урахуванням циклічного префікса і охоронного інтервалу тривалість OFDM-символу становить 312,5 нс, а період проходжень трьох символів - 937,5 нс (рисунок 1.9).

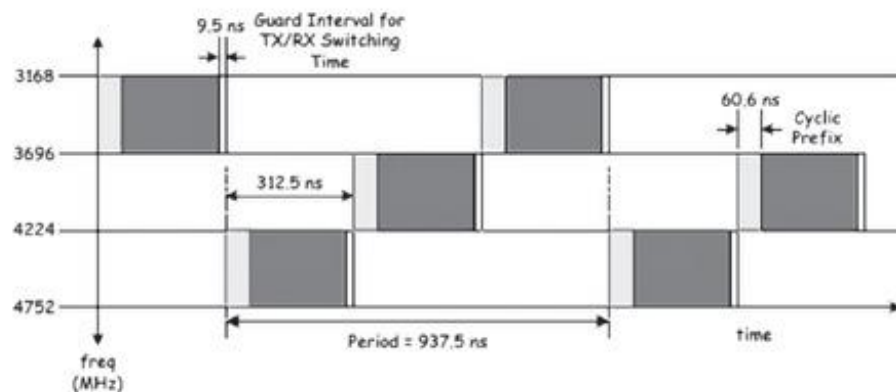


Рисунок 1.9 – Часові характеристики OFDM-символів

1.3 Структурна схема передавача із технологією OFDM

На фізичному рівні в технології UWB MultiBand OFDM при передачі даних використовуються традиційне скремблювання, згорткове кодування, чергування бітів (Bit Interleaving) і фазова модуляція QPSK (рисунок 1.6).

Особливий інтерес представляє технологія чергування бітів. Це чергування здійснюється як в межах одного OFDM-символу (symbol interleaving), так і в межах трьох OFDM-символів (tone interleaving). На першому етапі біти даних розбиваються на групи по 300 біт в кожній (100 біт передається в одному

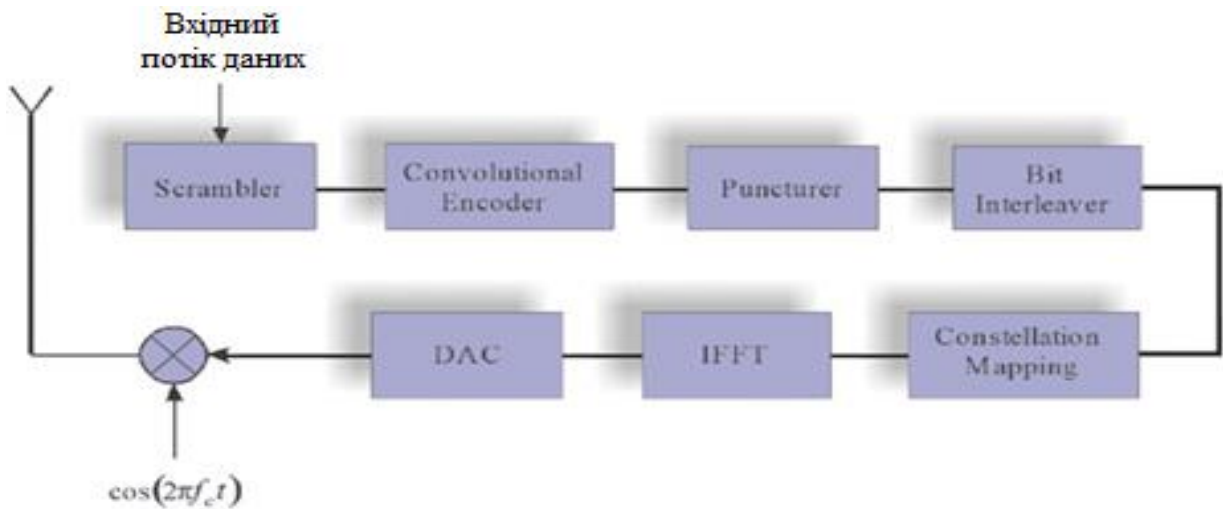


Рисунок 1.10 – Схема передавача

OFDM-символі, оскільки для передачі даних використовується 100 частотних підканалів). Далі біти перегруповуються таким чином, що складають три послідовні групи. У першу групу включається кожен третій біт, починаючи з першого, тобто $x_1x_4x_7 \dots x_{298}$. Друга і третя групи формуються за аналогічним правилом, але починаючи з другого і третього бітів відповідно. Таким чином, вхідна послідовність 300 біт ($x_1x_2x_3 \dots x_{300}$) перетвориться в послідовність $x_1x_4 \dots x_{298}x_2x_5 \dots x_{299}x_3x_6 \dots x_{300}$ [5,6].

Після вказаної перестановки бітів отримана послідовність 300 біт знову піддається перестановці, результатом якого є три послідовності довжиною по 100 біт. Перша послідовність складається з 10 блоків довжиною по 10 біт. У перший блок включається кожен десятий біт, починаючи з першого, у другій блок - кожен десятий, починаючи з другого і т.д. Перша послідовність перетвориться до виду: $y_1y_{11} \dots y_{91}y_{2y_{12}} \dots y_{92} \dots y_{10}y_{20} \dots y_{100}$. За аналогічним алгоритмом формується друга і третя послідовності, але починаючи з 101-го і 201-го членів, тобто: $y_{101}y_{111} \dots y_{191}y_{102}y_{112} \dots y_{192} \dots y_{110}y_{120} \dots y_{200}$ і $y_{201}y_{211} \dots y_{291}y_{202}y_{212} \dots y_{292} \dots y_{210}y_{220} \dots y_{300}$. Кожна з трьох сформованих послідовностей передається за допомогою одного з трьох OFDM-символів.

Використання технології чергування бітів в межах OFDM-символу і в межах трьох OFDM-символів дозволяє створити рівномірний спектр сигналу в межах всього частотного діапазону як у кожному частотному каналі, так і у всьому частотному діапазоні, що мінімізує ймовірність виникнення міжканального інтерференції і помилок передачі.

Останнє питання, яке поки що залишився поза рамками нашого розгляду - це можливі швидкості передачі. У технології UWB Multi Band OFDM швидкості передачі можуть становити 55, 80, 110, 160, 200, 320 і 480 Мбіт/с, причому швидкості 110, 200 і 480 Мбіт/с є обов'язковими, а решта – опціональними. Різниця в швидкостях визначається швидкістю згорткового кодування. Так, для швидкості 110 Мбіт/с використовується згортковий кодер зі швидкістю 11/32, для швидкості 200 Мбіт/с швидкість згорткового кодування становить 5/8, а для швидкості 480 Мбіт/с - 3/4.

Як приклад високошвидкісної бездротової технології з'єднання пристроїв, яка базується на технології UWB MultiBand OFDM, можна назвати бездротовий інтерфейс USB (Wireless USB). Цей новий етап у розвитку технології USB знаходиться в центрі уваги групи Wireless USB Promoter Group, до складу якої входять такі галузеві лідери, як Agere Systems, HP, Intel, Microsoft, NEC, Philips Semiconductors і Samsung Electronics, а в завдання Wireless USB Promoter Group включена розробка специфікації Wireless USB (WUSB). До теперішнього часу вже досягнуті певні результати - розроблена специфікація WUSB з встановленою пропускну здатністю 480 Мбіт/с. Дана специфікація підтримує модель використання і архітектуру, які застосовуються в провідній технології USB для високошвидкісного підключення периферійних пристроїв до хост-комп'ютера, що дозволяє швидше перевести сьгоднішні провідні USB-рішення на нові бездротові технології.

Існує кілька архітектурних вимог до розроблюваних USB-пристроїв. Так, крім можливості бездротового підключення, WUSB-пристрої повинні володіти зворотною сумісністю з провідною технологією USB і забезпечувати мостові з'єднання з дротовими USB-пристроями. Для успішного поширення описуваної технології важливо також, щоб вартість WUSB-пристроїв була невисокою. Пристрої що розробляються будуть точно слідувати моделі підключення, використовуваної в провідній технології USB, що дозволить скоротити терміни розробки і зберегти цю недорогу і просту у застосуванні модель, яка набула широкого поширення в секторі персональних комп'ютерів.

Перші WUSB-пристрої матимуть пропускну спроможність, достатню для задоволення потреб типового користувача пристроїв з дротовим підключенням. Запланована на першому етапі пропускну здатність технології WUSB 480 Мбіт/с порівнянна з аналогічними показниками стандарту

USB 2.0 для дротової технології USB. Надалі специфікація WUSB забезпечить збільшення пропускної здатності в міру вдосконалення надширокосмугових радіотехнологій та методів обробки сигналу, в результаті чого ця величина повинна перевищити 1 Гбіт/с.

Передбачається, що технологія Wireless USB буде реалізована в окремих компонентах різних формфакторів, наприклад у встановлюваних у внутрішні роз'єми плат і в тих що підключаються до зовнішніх роз'ємів пристроїв, а також у вбудованих рішеннях. Однак світле «бездротове майбутнє» настане лише тоді, коли технологія WUSB, поруч із єдиною надширокосмуговою платформою, стане стандартним елементом кожного процесора і набору мікросхем і буде інтегрована в напівпровідникові мікросхеми.

Розглянемо більш детально особливості технології Orthogonal Frequency Division Multiplexing, або, скорочено, OFDM.

При передачі радіосигналів у відкритому просторі неминуче стикаєшся з таким паразитним явищем, як багатопроменева інтерференція. Ефект багатопроменевої інтерференції полягає в тому, що в результаті багаторазових відбиттів один і той же сигнал може потрапляти в приймач різними шляхами. Але різні шляхи поширення мають і різні довжини, а тому ослаблення сигналу для них буде неоднаковим. Отже, в точці прийому результуючий сигнал являє собою суперпозицію (інтерференцію) багатьох сигналів з різними амплітудами і початковими фазами, що еквівалентно додаванню сигналів з різними фазами.

Наслідком багатопроменевої інтерференції є спотворення прийнятого сигналу. Багатопроменева інтерференція властива будь-якому типу сигналів, але особливо негативно вона позначається на широкосмугових сигналах. Справа в тому, що при використанні широкосмугового сигналу в результаті інтерференції одні частоти складаються синфазно, що призводить до збільшення сигналу, а інші, навпаки, протифазно, викликаючи ослаблення сигналу на даній частоті.

Говорячи про багатопроменеву інтерференцію, виникаючих при передачі сигналів, розрізняють два крайніх випадки. У першому випадку максимальна затримка між різними сигналами не перевищує тривалості одного символу, і інтерференція виникає в межах одного переданого символу. У другому випадку максимальна затримка між різними сигналами більше тривалості одного символу, а в результаті інтерференції складаються

сигнали, що представляють різні символи, - так виникає міжсимвольна інтерференція (Inter Symbol Interference, ISI).

Найбільш сильно на спотворенні сигналу позначається міжсимвольна інтерференція. Оскільки символ - це дискретний стан сигналу, що характеризується значеннями частоти несучої, амплітуди і фази, то для різних символів змінюються амплітуда і фаза сигналу, тому відновити вихідний сигнал вкрай складно.

Щоб уникнути, а точніше, частково компенсувати ефект багатопроменевого поширення, використовуються частотні еквайзери, проте у міру зростання швидкості передачі даних або за рахунок збільшення символної швидкості, або за рахунок ускладнення схеми кодування ефективність їх застосування падає.

При швидкості передачі 11 або 22 Мбіт/с у разі використання ССК-кодів або пакетного згорткового кодування схеми компенсації міжсимвольної інтерференції цілком успішно справляються з покладеним на них завданням, але при більш високих швидкостях такий підхід стає неприйнятним. Тому для реалізації більш високих швидкостей передачі в стандарті 802.11g застосовується принципово інший метод кодування даних, який полягає в тому, що потік переданих даних розподіляється по безлічі частотних підканалів і передача ведеться паралельно на всіх цих підканалах. При цьому висока швидкість передачі досягається саме за рахунок одночасної передачі даних по всіх каналах, причому швидкість передачі в окремому підканалі може бути і невисокою.

Оскільки в кожному з частотних підканалів швидкість передачі даних можна зробити не надто високою, це створює передумови для ефективного придушення міжсимвольної інтерференції.

При частотному поділі каналів необхідно, щоб ширина кожного каналу була, з одного боку, досить вузькою для мінімізації спотворення сигналу в його межах, а з іншого - досить широкою для забезпечення необхідної швидкості передачі. Крім того, для економного використання всієї смуги каналу, розділяється на підканали, бажано якомога щільніше розташувати частотні підканали, але при цьому уникнути міжканальної інтерференції, щоб забезпечити повну незалежність каналів один від одного. Частотні канали, які задовольняють перерахованим вимогам, називаються ортогональними. Несучі сигнали всіх частотних підканалів (а точніше, функції, що описують ці сигнали) ортогональні один одному.

Ортогональність несучих сигналів гарантує частотну незалежність каналів один від одного, а отже, відсутність міжканальної інтерференції.

Розглянутий спосіб розподілу ширококутового каналу на ортогональні частотні підканали називається ортогональним частотним поділом з мультиплексуванням (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Ця технологія була запозичена з стандарту 802.11a. Для її реалізації в передавальних пристроях використовується зворотне швидке перетворення Фур'є (IFFT), що переводить попередньо мультиплексований на N-каналів сигнал з часового подання в частотне.

Як уже зазначалося, однією з ключових переваг методу OFDM є поєднання високої швидкості передачі з ефективним протистоянням багатопроменевому розповсюдженню. Якщо точніше, то сама по собі технологія OFDM не запобігає багатопроменевому поширенню, але створює передумови для усунення ефекту міжсимвольної інтерференції. Справа в тому, що невід'ємною частиною технології OFDM є поняття «охоронний інтервал» (Guard Interval, GI) - це циклічне повторення закінчення символу, прилаштовується на початку символу. Охоронний інтервал є надлишковою інформацією і в цьому сенсі знижує корисну (інформаційну) швидкість передачі. GI додається до відсилає символу в передавачі і відкидається при прийомі символу в приймачі, але саме він захищає від виникнення міжсимвольної інтерференції. Охоронний інтервал задає паузи між окремими символами, і якщо його тривалість перевищує максимальний час затримки сигналу в результаті багатопроменевому поширенню, то міжсимвольної інтерференції не виникає.

У стандарті IEEE 802.11g технологія ортогонального частотного поділу каналів OFDM є обов'язковою при швидкостях передачі 6, 12 і 24 Мбіт/с і опціональною при швидкостях передачі 9, 18, 36, 48 і 54 Мбіт/с.

Відзначимо, що в самому стандарті обов'язковими є швидкості передачі 1; 2; 5,5; 6; 11; 12 і 24 Мбіт/с, а більш високі швидкості передачі (33, 36, 48 і 54 Мбіт/с) - опціональними. Крім того, одна і та ж швидкість передачі може реалізовуватися при різній техніці модуляції.

Крім технології ортогонального частотного поділу каналів OFDM, для опціональних швидкостей (6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 і 54 Мбіт/с) може використовуватися також технологія гібридного кодування ССК-OFDM.

Для того щоб зрозуміти сутність цього терміна, згадаємо, що будь який пакет даних що передається містить заголовок/преамбулу зі службовий

інформацією і поле даних. Коли мова йде про пакет у форматі ССК, мається на увазі, що заголовок і дані кадру передаються у форматі ССК. Аналогічно при використанні технології OFDM заголовок кадру і дані передаються за допомогою OFDM-кодування. При застосуванні технології ССК-OFDM заголовок кадру кодується за допомогою ССК-кодів, але самі дані кадру передаються з використанням багато частотного OFDM-кодування. Таким чином, технологія ССК-OFDM є своєрідним гібридом ССК і OFDM. Технологія ССК-OFDM не єдина гібридна технологія - при використанні пакетного кодування РВСС заголовок кадру передається з використанням ССК-кодів, тільки дані кадру кодуються з використанням РВСС (рисунок 1.11).

Розглядаючи особливості стандарту 802.11g, ми досі не стосувалися такої важливої характеристики, як радіус дії (зона покриття) бездротової мережі. Крім того, було б логічно порівняти IEEE 802.11g з іншими популярними стандартами бездротового зв'язку - IEEE 802.11a і 802.11b / b +.



Рисунок 1.11 – Формати кадрів при використанні різного кодування

Говорячи про зону покриття бездротової мережі, слід враховувати кілька обставин. По-перше, максимальна відстань між двома бездротовими адаптерами в значній мірі залежить від того, чи є між ними перепони або ці адаптери знаходяться в зоні прямої видимості. Радіус дії бездротової мережі залежить також від того, чи є в цій мережі точка доступу (режим Infrastructure BSS) або ж мережа функціонує в режимі AdHoc. Далекі не

останню роль відіграє і потужність передавача точки доступу. Тому поняття радіусу дії бездротової мережі досить умовно. До того ж, використовуючи кілька точок доступу в режимі Infrastructure ESS, зону покриття можна необмежено збільшувати.

Якщо ж говорити про зону покриття з однією точкою доступу в ідеальних умовах (відсутність перешкод і радіочастотних перешкод), то при порівнянні можливостей різних бездротових стандартів мережі стандарту IEEE 802.11g виявляються і більш швидкісними, і більш «далекобійними», ніж мережі стандартів IEEE 802.11a і 802.11b / b +. Так, не уступаючи за своїми швидкісними характеристиками стандарту IEEE 802.11a, стандарт IEEE 802.11g забезпечує таку ж зону покриття, як і стандарт IEEE 802.11b.

Якщо середній радіус мережі стандарту IEEE 802.11a складає 50 м, то радіус дії мереж 802.11b і 802.11g - порядку 100 м[7].

1.4 Критерії ефективності промислових бездротових мереж

На підставі проведеного огляду літератури сформулюємо основні вимоги, що пред'являються до промислових мереж.

Основна вимога до корпоративної Wi-Fi мережі полягає в тому, щоб забезпечити пристроям максимальні швидкість і достовірність прийому інформації.

Основні критерії ефективності промислової мережі:

- Мережа повинна працювати стабільно і забезпечувати доступ до даних на прийнятній швидкості в будь-якій точці мережі.
- На відміну від комерційної бездротової мережі, корпоративний Wi-Fi повинен бути надійно захищений від підключення неавторизованих клієнтів і від злому.
- Мережа повинна забезпечувати потрібну зону покриття. У деяких випадках доречно будувати мережу, яка буде працювати тільки в межах підприємства. У деяких випадках доступ до даних може вимагати співробітникам і за його межами (природно, на розумній відстані).
- Підтримка безшовного роумінгу (бажано на основі відкритих протоколів 802.11R / 802.11K).
- Бездротове обладнання повинно забезпечувати легке розширення мережі, гнучке конфігурування і централізоване адміністрування.

Таким чином, для підвищення ефективності бездротових промислових

мереж необхідно з одного боку, розробити алгоритм або методіку оптимального розміщення та налаштування окремих вузлів з урахуванням забезпечення електромагнітної сумісності та роботи в умовах багатопроменевості і завмирань, а з іншого забезпечити стійкість мережі до несанкціонованого доступу.

Серед завдань досліджень можна виділити наступні:

- Розробка математичної моделі модему з ортогональної частотної модуляцією з метою вибору оптимального режиму роботи в умовах перешкод
- Розробка алгоритму оцінки спрямованих властивостей приймально-передавальної антени в реальних умовах і на реальному обладнанні
- Моделювання залежності пропускну здатності мережі від радіуса зони обслуговування окремих вузлів за допомогою онлайн сервісів фірми MOXA

1.5 Вимоги до математичної моделі каналу зв'язку щодо бездротових мереж з OFDM сигналами

Опис впливу завмираючих каналів на OFDM - сигнал і синтез алгоритмів його оцінки та компенсації вимагає розробки математичної моделі сигналу на вході демодулятора приймача. При цьому, як відомо, крім доплерівського розсіювання порушення ортогональності піднесучих викликається також помилками частотної і тактової синхронізації, фазовими шумами опорних генераторів, нелінійними спотвореннями в каналі. Вплив цих факторів і методи боротьби з ним широко описано в технічній літературі, тому будемо вважати, що прийом проводиться в умовах доплерівського розсіювання в каналі на тлі адитивного білого гауссівського шуму (АБГШ), а вплив інших перерахованих факторів компенсовано.

Висновок: для побудови адекватної математичної моделі сигналу на вході демодулятора приймача необхідно виділити основні блоки, властиві системам передачі інформації на основі OFDM - сигналів, і аналітично описати процеси які в них протікають з урахуванням доплерівського розсіювання в каналі і помилок частотної синхронізації. Далі необхідно оцінити ступінь впливу завмирань в каналі на завадостійкість прийому і підібрати найбільш підходящу аналітичну апроксимацію його статистичних характеристик.

2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ МОДЕМУ OFDM

2.1 Математична модель OFDM-сигналу на вході демодулятора приймача

Виділимо загальні елементи, властиві системам зв'язку з ортогональним частотним поділом. Загальна структурна схема OFDM - системи представлена на рисунку 3.1 [4].



Рисунок 2.1 – Узагальнена структурна схема системи зв'язку з ортогональним частотним поділом

Двійкові дані від джерела надходять на вхід кодера каналу, завдання якого полягає в надмірному кодуванні бітової послідовності з метою підвищення завадостійкості передачі даних. У даній роботі питання завадостійкого кодування не розглядалися, і всі результати наведені в припущенні відсутності кодера каналу.

Кодована послідовність надходить в код сигнального сузір'я, що розбиває бітовий потік на групи по n біт (при розмірі сигнального сузір'я 2^n точок) і ставить відповідність кожній з них комплексну амплітуду переданого сигналу.

Отримана послідовність комплексних амплітуд піддається послідовно-паралельному перетворенню розмірності, рівної числу використовуваних несучих N . Кожен отриманий блок комплексних амплітуд відповідає одному OFDM - символу. Надалі будемо позначати передану комплексну амплітуду k -ю несучою в m -м символі як $x_t(m,k)$.

Далі до кожного блоку комплексних амплітуд застосовується зворотне дискретне перетворення Фур'є (ЗДПФ). розмірність перетворення N_ϕ , як правило (однак не завжди), вибирається рівної цілій степені двох. У цьому випадку воно виконується з використанням обчислювальних алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Відзначимо, що N_ϕ перевищує число використовуваних несучих. При цьому комплексні амплітуди розташовуються симетрично щодо нульової частоти, а високочастотні відліки заповнюються нулями.

Отримані в результаті ЗДПФ відліки піддаються паралельно-послідовному перетворенню і передаються на цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) з попередньою вставкою захисного інтервалу (ЗІ). Суть останньої операції полягає в передачі останніх N_3 відліків символу перед основною його частиною. При проектуванні системи N_3 вибирається таким, щоб довжина ЗІ перевершувала тривалість імпульсної характеристики каналу, що дозволяє при правильній тимчасовій синхронізації повністю виключити вплив міжсимвольної інтерференції (МСІ). Сигнал на виході ЦАП $s_t(t)$ можна записати у вигляді послідовності OFDM - символів $s_t(m,t)$, кожен з яких є сумою N гармонік[5]

$$s_t(m,t) = \sum_{k=1}^N x_t(m,k) \exp(j\omega_k t), \quad t \in [-T_3; T],$$

$$s_t(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_t(m,t),$$

де, $T_3 = N_3 T_d$ – тривалість захисного інтервалу;

$T = N_\phi T_d$ – тривалість інформаційної частини символу;

T_d – період дискретизації ЦАП;

ω_k – частота k -й несучої.

Ортогональність несучих забезпечується при

$$(\omega_k - \omega_l)T = (k - l)\omega_H T = 2\pi (k - l),$$

де ω_H – мінімальна відстань між несучими.

Загальна довжина OFDM -символу дорівнює $T_s = T + T_3$.

Завдання підвищуючого перетворювача частоти полягає в перетворенні сигналу з комплексної форми в дійсну з перенесенням його спектру в високочастотну область. Понижуючий перетворювач частоти виконує зворотну операцію. При цьому зручно не використовувати високочастотний сигнал в аналітичних викладах, обмежувачись записом комплексної огибаючої.

Бездротові канали зв'язку характеризуються багатопроблемним поширенням сигналу, що приводить до частотно-вибіркового ослабленню сигналу на приймальній стороні. Вплив каналу зручно охарактеризувати імпульсною характеристикою еквівалентного низькочастотного каналу $h(t, \tau)$, а комплексну огибаючу сигналу на виході понижуючого перетворювача частоти записати у вигляді інтеграла Дюамеля:

$$s_r(t) = \int_0^{\infty} h(t, \tau) s_t(t - \tau) d\tau.$$

Будемо вважати, що обробка сигналу дозволяє добитися ідеальної синхронізації за часом і частоті. У цьому випадку, як було сказано вище, МСІ відсутній, і m -й приймається символ з відкинутим ЗІ може бути записаний як:

$$\begin{aligned} s_r(m, t) &= \int_0^{\infty} h(t, \tau) s_t(t - \tau) d\tau = \int_0^{\infty} h(t, \tau) \sum_{l=1}^N x_l(m, l) \exp[j\omega_l(t - \tau)] d\tau = \\ &= \sum_{l=1}^N \left[x_l(m, l) \exp(j\omega_l t) \int_0^{\infty} h(mT_s + t, \tau) \exp(-j\omega_l \tau) d\tau \right], t \in [0; T]. \end{aligned}$$

Відзначимо, що:

$$H(m, l, t) = \int_0^{\infty} h(mT_s + t, \tau) \exp(-j\omega_l \tau) d\tau.$$

Частотна характеристика (АЧХ) каналу на частоті l -ї піднесучої протягом m -го символу, і врахуємо вплив АБГШ $n(m,t)$. У цьому випадку вираз для прийнятого сигналу запишеться у вигляді:

$$s_r(m,t) = \sum_{l=1}^N H(m,l,t) x_t(m,l) \exp(j\omega_l t) + n(m,t).$$

Для оцінки комплексних амплітуд поднесущих сигнал піддається дискретизації з періодом T_D , і до нього застосовується пряме дискретне перетворення Фур'є. Тоді для k -ї піднесе m -го символу на виході ДПФ маємо:

$$\begin{aligned} x_r(m,k) &= \frac{1}{N_\phi} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} S_r(m, iT_D) \exp(-j\omega_k iT_D) = \\ &= \frac{1}{N_\phi} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} \left\{ \exp(-j\omega_k iT_D) \sum_{l=1}^N \left[H(m,l, iT_D) x_t(m,l) \exp(j\omega_l iT_D) + n(m, iT_D) \right] \right\} = \\ &= \frac{1}{N_\phi} \sum_{l=1}^N \left\{ x_t(m,l) \sum_{i=0}^{N_\phi-1} \left[H(m,l, iT_D) \exp(-j(\omega_k - \omega_l) iT_D) \right] \right\} + n_{uu}(m,k) = \\ &= \frac{1}{N_\phi} \sum_{l=1}^N \left\{ x_t(m,l) \sum_{i=0}^{N_\phi-1} \left[H(m,l, iT_D) \exp\left(-j \frac{2\pi(k-l)i}{N_\phi}\right) \right] \right\} + n_{uu}(m,k), \\ n_{uu}(m,k) &= \frac{1}{N_\phi} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} n(m, iT_D) \exp(-j\omega_k iT_D). \end{aligned}$$

Позначемо

$$A(m,k,l) = \frac{1}{N_\phi} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} H(m,l, iT_D) \exp\left(-j \frac{2\pi(k-l)i}{N_\phi}\right), \quad (2.1)$$

коефіцієнти $A(m,k,l)$ характеризують внесок l -ї переданої піднеси в k -й відлік на виході ДПФ; при $k = 1$ – передатну функцію для корисного сигналу, рівну середньому значенню АЧХ каналу протягом символу, а при $k \neq 1$ – МКІ.

Тоді сигнал що приймається запишеться у вигляді:

$$x_r(m,k) = \sum_{l=1}^N A(m,k,l) x_t(m,l) + n_m(m,k). \quad (2.2)$$

2.2 Характеристики шуму і перешкод в тропосферних каналах зв'язку

Застосування OFDM - сигналів при побудові систем мобільного зв'язку ускладнено внаслідок їх високої чутливості до доплерівського розсіюванню в каналі, що приводить до порушення ортогональності несучих. Ця проблема може вирішуватися кількома шляхами, наприклад синтезом сигналів в базисі з хорошою частотно-часовою локалізацією енергії, або оптимальним за деяким критерієм вибором параметрів сигналу з використанням найбільш поширеного гармонійного базису, або шляхом оцінки та компенсації спотворень, що виникають при прийомі в умовах згасаючого каналу. Останній підхід є більш привабливим з практичної точки зору, оскільки дозволяє підвищити завадостійкість тропосферного прийому сигналів вже існуючих систем без зниження їх пропускної спроможності.

Покажемо, що відліки шуму в частотній області $n_f(mk)$ незалежні. Їхня взаємна кореляція дорівнює:

$$\begin{aligned} E \left[n_{uf}(m_1, k_1) n_{uf}^*(m_2, k_2) \right] &= \\ &= \frac{1}{N^2 \phi} E \left[\sum_{i=0}^{N\phi-1} n(m_1, iT_D) \exp(-j\omega_{k_1} iT_D) \sum_{i=0}^{N\phi-1} n^*(m_2, i_2 T_D) \exp(-j\omega_{k_2} i_2 T_D) \right] = \\ &= \frac{1}{N^2 \phi} \sum_{i_1=0}^{N\phi-1} \sum_{i_2=0}^{N\phi-1} E \left[n(m_1, i_1 T_D) n^*(m_2, i_2 T_D) \right] \exp(-j\omega_{k_1} i_1 T_D + j\omega_{k_2} i_2 T_D). \end{aligned}$$

Так як шум білий, то його відліки в тимчасовій області некоррельованні і:

$$E\left[n(m_1, i_1 T_D) n^*(m_2, i_2 T_D)\right] = \sigma_n^2 \delta_{m_1, m_2} \delta_{i_1, i_2},$$

де $\delta_{i,k}$ – символ Кронекера. Тоді:

$$\sigma_{uu}^2 = \frac{\sigma_{nn}^2}{N_\phi},$$

$$= \frac{\sigma_n^2 \delta_{m_1, m_2}}{N_\phi^2} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} \exp(-j(\omega_{k_1} - \omega_{k_2}) i T_D).$$

З умови ортогональності несучих:

$$\sum_{i=0}^{N_\phi-1} \exp(-j(\omega_{k_1} - \omega_{k_2}) i T_D) = N_\phi \delta_{k_1, k_2},$$

тоді:

$$E\left[n_{uu}(m_1, k_1) n_{uu}^*(m_2, k_2)\right] = \frac{\sigma_n^2 \delta_{m_1, m_2} \delta_{k_1, k_2}}{N_\phi} = \sigma_{uu}^2 \delta_{m_1, m_2} \delta_{k_1, k_2},$$

$$\sigma_{uu}^2 = \frac{\sigma_{nn}^2}{N_\phi}.$$

Таким чином, відліки шуму в частотній області некорреліровані. Крім того, так як вони представляють собою зважену суму гауссовських випадкових величин, то вони також розподілені по гауссовському закону.

Тоді з їх некоррельованності слідує також і незалежність. У випадку, коли алгоритми обробки сигналу не передбачають компенсацію МКІ, або її точний облік утруднений, вираз (2.2) можна записати у вигляді.

$$x_r(m,k) = A(m,k,k)x_t(m,k) + n_u(m,k) + n_w(m,k),$$

$$n_u(m,k) = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A(m,k,l)x_t(m,l). \quad (2.3)$$

У цьому випадку вплив МКІ розглядається як адитивна перешкода $n_u(m,k)$. Розглянемо її статистичні характеристики. Запишемо середній квадрат модуля коефіцієнтів $A(m,k,l)$.

$$\begin{aligned} E\left[|A(m,k,l)|^2\right] &= E\left[A(m,k,l)A^*(m,k,l)\right] = \\ &= \frac{1}{N^2\phi} \sum_{i_1=0}^{N-1} H(m,1,i_1T_D)H^*(m,1,i_2T_D) \exp\left(j\frac{2\pi(k-1)i_2}{N\phi}\right) = \\ &= \frac{1}{N^2\phi} \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=0}^{N-1} H(m,1,i_1T_D)H^*(m,1,i_2T_D) \exp\left(-j\frac{2\pi(k-1)(i_1-i_2)}{N\phi}\right) = \\ &= \frac{1}{N^2\phi} \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} R_H(0,(i_1-i_2)T_D) \exp\left(-j\frac{2\pi(k-1)(i_1-i_2)}{N\phi}\right). \end{aligned}$$

Після угруповання доданків отримаємо:

$$E\left[|A(m,k,l)|^2\right] = E\left[A(m,k,l)A^*(m,k,l)\right], \quad (2.4)$$

Де, $R_H(\Delta\omega, \Delta t)$ – кореляційна функція (КФ) ЧХ каналу за частотою і за часом. У разі релеєвського каналу зв'язку доцільно скористатися моделлю Джейкса [6], яка передбачає рівномірний розподіл потужності по куту приходу. В цьому випадку:

$$R_H(0, \Delta t) = J_0(2\pi f_d \Delta t), \quad (2.5)$$

де $J_0(x)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку, f_d – доплерівське розсіювання в каналі. При цьому з виразів (3.4) і (3.5) видно, що на величину коефіцієнтів впливає відносне доплеровское розсіювання $2\pi f_d / \omega_H = f_d T$

На рисунку 3.2 представлена залежність середнього значення $A(m, k, l)^2$ від $(k - 1)$ при розмірності ДПФ $N_\phi = 32$.

З рисунку 2.2 видно, що середній квадрат коефіцієнтів $A(m, k, l)$ швидко убуває із збільшенням $(k - 1)$, тобто енергія прийнятої несучої значною мірою зосереджена в околиці відліку ДПФ, відповідного її частоті.

Обчислимо щільність розподілу ймовірності (ШРЙ) відліків $n_i(m, k)$. Точне аналітичне обчислення ШРЙ МКІ утруднене, тому скористаємося наступним наближенням. У більшості практичних додатків величина $f_d T$ не перевищує 0,1.

У цьому випадку зміна АЧХ каналу є повільними і спотворення, викликані їм можуть бути апроксимовані лінійною залежністю від часу [7].

$$H(m, l, iT_D) \approx H\left(m, l, (N_\phi - 1)T_D\right) \frac{i}{N_\phi - 1} + H(m, l, 0) \frac{N_\phi - 1 - i}{N_\phi - 1}. \quad (2.6)$$

Перетворимо останній вираз до виду:

$$H(m, l, iT_D) = \frac{H\left(m, l, (N_\phi - 1)T_D\right) + H(m, l, 0)}{2} + \left[H\left(m, l, (N_\phi - 1)T_D\right) - H(m, l, 0) \right] \frac{2i - N_\phi + 1}{2(N_\phi - 1)}.$$

І введемо значення:

$$\bar{H}(m,l) = \frac{H\left(m,l,(N_{\phi}-1)T_{\mathcal{D}}\right) + H(m,l,0)}{2},$$

$$\square H(m,l) = H\left(m,l,(N_{\phi}-1)T_{\mathcal{D}}\right) - H(m,l,0). \quad (2.7)$$

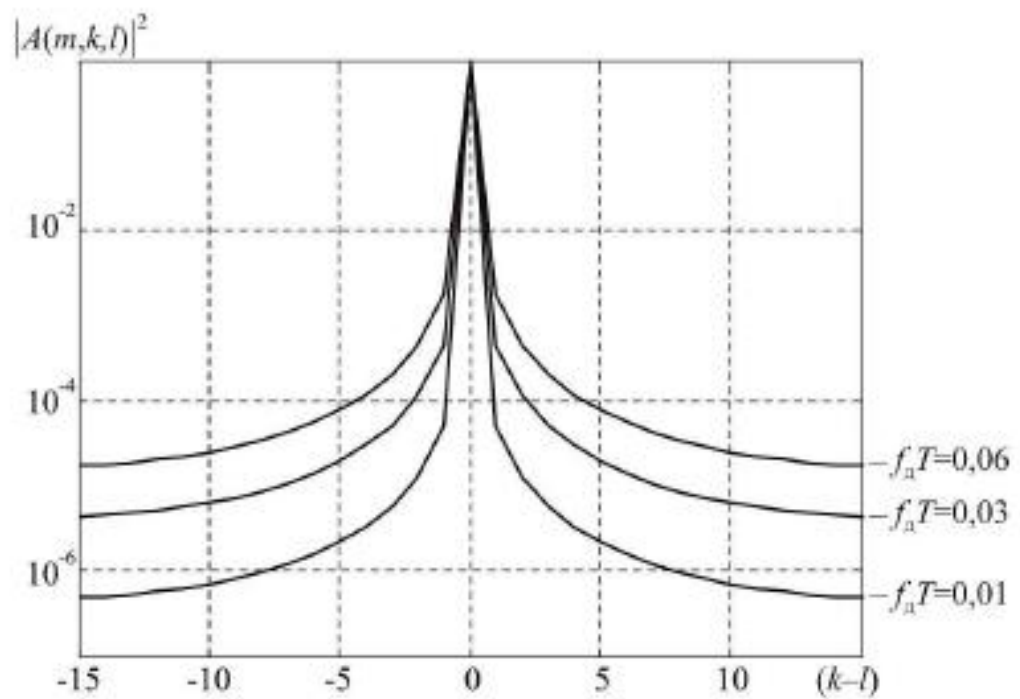


Рисунок 2.2 – Розподіл енергії прийнятої несучої по відліків ДПФ при різних значеннях $f_d T$

Тоді підставляючи вираз (2.6) у вираз (2.7) отримаємо, що передавальні коефіцієнти для корисного сигналу дорівнюють:

$$A(m,k,l) = \bar{H}(m,l), \quad k=1. \quad (2.8)$$

А коефіцієнти для МКІ дорівнюють:

$$\begin{aligned} A(m,k,l) &\approx \frac{H(m,l)}{N_\phi} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} \frac{2i - N_\phi + 1}{2(N_\phi - 1)} \exp(-j \frac{2\pi(k-1)i}{N_\phi}) = \\ \rho &= E \left[H \left(m, l, (N_\phi - 1) T_D \right) H^* \left(m, l, 0 \right) \right] = R_H \left(0, (N_\phi - 1) T_D \right) = \\ &= J \left(2\pi f_D (N_\phi - 1) T_D \right), \end{aligned} \quad (2.9)$$

де:

$$\begin{aligned} \tilde{A}(k-1) &= \frac{1}{N_\phi^2} \sum_{i=0}^{N_\phi-1} \frac{2i - N_\phi + 1}{2(N_\phi - 1)} \exp \left(-j \frac{2\pi(k-1)i}{N_\phi} \right) = \\ &= \frac{1}{N_\phi^2} \left\{ \frac{\left[N \exp \left(-\frac{2\pi(k-1)(N_\phi - 1)}{N_\phi} \right) \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{2\pi(k-1)(N_\phi - 1)}{N_\phi} \right) \right]}{\left[1 - \exp \left(-\frac{2\pi(k-1)}{N_\phi} \right) \right]} + \frac{\left[1 - \exp \left(-\frac{2\pi(k-1)(N_\phi - 1)}{N_\phi} \right) \right]^2}{\left[1 - \exp \left(-\frac{2\pi(k-1)}{N_\phi} \right) \right]^2} \right\}. \end{aligned}$$

У випадку релеєвського каналу зв'язку ЧХ - гаусів стаціонарний випадковий процес і спільна ШРЙ випадкових величин (ВВ)

$H(m,1,(N_\phi - 1)T_d)$ та $H(m,1,0)$ має вигляд:

$$P(H(m,1,(N_\phi - 1)T_d)H(m,1,0)) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi(1-\rho^2)}} \exp \left(- \frac{\begin{bmatrix} H(m,1,(N_\phi - 1)T_d) \\ H(m,1,0) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} 1 & -\rho \\ -\rho & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(m,1,(N_\phi - 1)T_d) \\ H(m,1,0) \end{bmatrix}}{1-\rho^2} \right),$$

(2.10)

де коефіцієнт кореляції:

$$\rho = E \left[H \left(m,1,(N_\phi - 1)T_d \right) H^* \left(m,1,0 \right) \right] = R_H \left(0,(N_\phi - 1)T_d \right) = J \left(2\pi f_D (N_\phi - 1)T_d \right).$$

Перейдемо до змінних $H(m,1)$ і $\Delta H(m,1)$. Якобіана перетворення дорівнює одиниці. Підставляючи вираз (2.7) у вираз (2.10), отримаємо:

$$P(\Delta H(m,1), \bar{H}(m,1)) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi(1-\rho^2)}} \exp \left(- \frac{\begin{bmatrix} 2\bar{H}(m,1) + \Delta H(m,1) \\ 2\bar{H}(m,1) - \Delta H(m,1) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} 1 & -\rho \\ -\rho & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2\bar{H}(m,1) + \Delta H(m,1) \\ 2\bar{H}(m,1) - \Delta H(m,1) \end{bmatrix}}{4(1-\rho^2)} \right) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi(1-\rho^2)}} \exp \left(- \frac{4(1-\rho^2)\bar{H}(m,1)\bar{H}^*(m,1) + (1+\rho^2)\Delta H(m,1)\Delta H^*(m,1)}{2(1-\rho^2)} \right).$$

Отримана ШРЙ є твір ШРЙ двох гауссівських ВВ

$$\begin{aligned}
 P(\Delta H(m,l), \bar{H}(m,l)) &= \\
 &= \frac{\exp\left(-\frac{\bar{H}(m,l), \bar{H}^*(m,l)}{(1+p)/2}\right)}{\sqrt{\pi(1+p)/2}} \cdot \frac{\exp\left(\frac{\Delta H(m,l), \Delta H^*(m,l)}{2(1-p)}\right)}{\sqrt{2\pi(1-p)}} = \\
 &= P(\bar{H}(m,l)) P(\Delta H(m,l)). \tag{2.11}
 \end{aligned}$$

З виразу (2.11) випливає, що СВ $H(m, l)$ і $\Delta H(m, l)$ незалежні. Разом з тим, відповідно до виразу (2.8) СВ $H(m, l)$ визначає коефіцієнт передачі корисного сигналу, а $\Delta H(m, l)$ відповідно до виразу (2.9) - МКІ. Таким чином, МКІ можна вважати незалежною від амплітуди корисного сигналу. Далі підставимо вираз (2.9) у вираз (2.3). При цьому, оскільки значення $\bar{A}(k-l)$ швидко зменшуються з ростом $|k-l|$, а значення $\Delta H(m,l)$ сильно корельовані по змінній l , вважатимемо що, $\Delta H(m,l)$ не залежить від l .

Тоді:

$$n_u(m,k) = \Delta H(m,l) \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A(k-l) x_t(m,l).$$

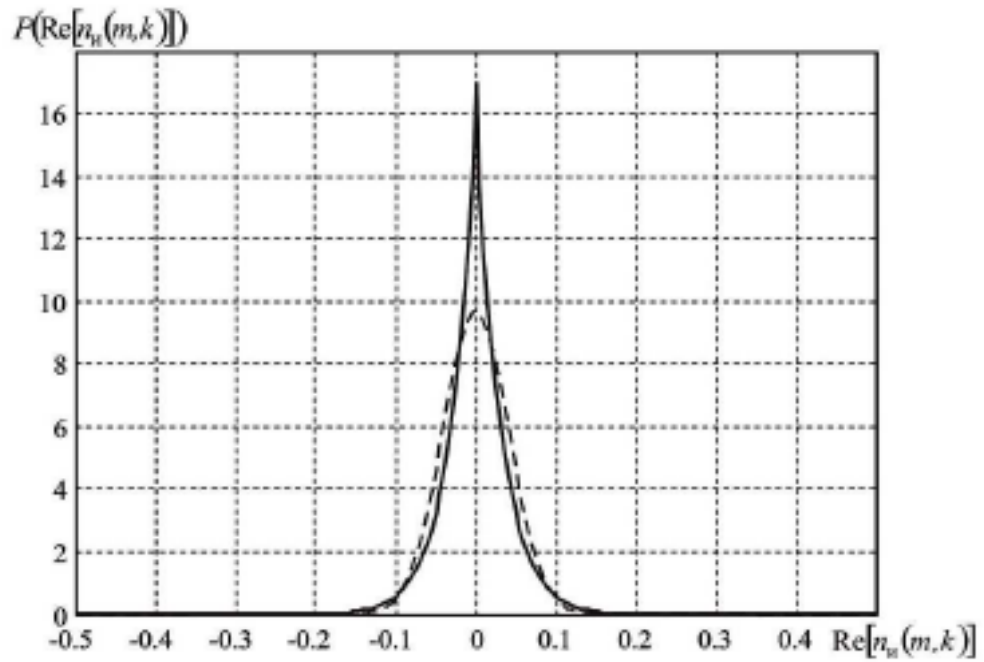
Тоді ШРЙ $n_u(m,k)$ за умови заданої комбінації комплексних амплітуд несучих переданого сигналу є гауссівською з нульовим середнім і дисперсією[8]:

$$\sigma_{y_M}^2(m, k) = E \left[|\Delta H|^2 \left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A(k-1) x_t(m, l) \right|^2 \right] = 2(1-p) \left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A(k-1) x_t(m, l) \right|^2,$$

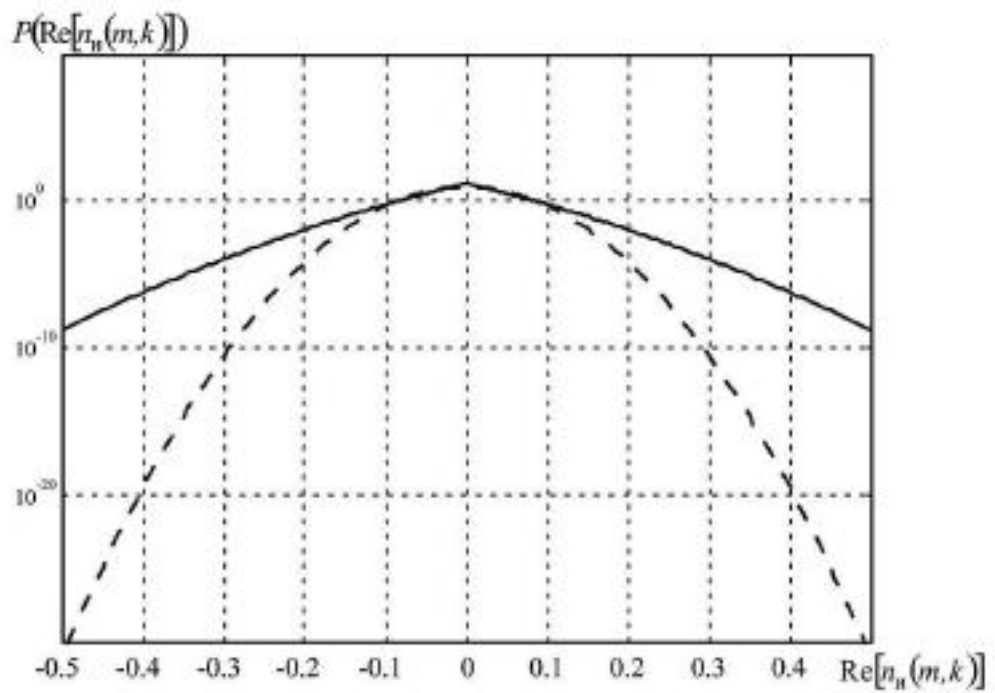
а шукана ШРЙ виходить усередненням умовної ШРЙ по всіх можливих комбінаціях $[x_t(m, 1) \dots x_t(m, N)]$;

$$P(n_u(m, k) | x_t(m, 1) \dots x_t(m, N)) = \frac{1}{\pi \sigma_{y_M}^2(m, k)} \exp \left(-\frac{|n_u(m, k)|^2}{\sigma_{y_M}^2(m, k)} \right), \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} P(n_u(m, k)) &= \\ &= \sum_{\substack{x_l(m, 1) \\ \dots x_l(m, N)}} \left[P(n_u(m, k) | x_t(m, 1) \dots x_t(m, N)) P(x_t(m, 1) \dots x_t(m, N)) \right] = \\ &= \sum_{\substack{x_l(m, 1) \\ \dots x_l(m, N)}} \left[\frac{1}{\pi \sigma_{y_M}^2(m, k)} \exp \left(-\frac{|n_u(m, k)|^2}{\sigma_{y_M}^2(m, k)} \right) P(x_t(m, 1) \dots x_t(m, N)) \right]. \quad (2.13) \end{aligned}$$



а)



б)

Рисунок 2.3 – Графіки ШРЙ дійсної частини перешкоди від МКІ в лінійному (а) і логарифмічному (б) масштабах

Таким же чином знаходимо вирази для ШРЙ дійсної та уявної частин перешкоди ШРЙ уявної частини має вигляд, аналогічний вираженню (3.14). Усереднення відповідно до виражень (2.13) і (2.14) може бути сильно утруднено через велику розмірність переданого сигналу. Разом з тим, як було сказано вище, основна частина енергії сигналу зосереджена у малому числі відліків ДПФ в околиці частоти піднесе, тоді у вираженні можна обмежитися усередненням по можливим значенням комплексних амплітуд найближчих $k_{\text{уср}}$ піднесучих.

Порівняємо ШРЙ, обчислену відповідно до виразу (2.14) з гауссовскою ШРЙ з тією ж дисперсією. З рисунку 2.3 видно, що ВВ $n_u(m,k)$ зосереджена ближче до нуля в порівнянні з гауссівською ВВ, проте її ШРЙ набагато повільніше убуває зі збільшенням амплітуди перешкоди.

Дисперсія перешкоди від МКІ з виразу:

$$\sigma_u^2(m,k) E \left[|n_u(m,k)|^2 \right] = E \left[\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A(m,k,l) x_t(m,l) \right|^2 \right],$$

комплексні амплітуди $x_t(m,l)$ взаємно незалежні з коефіцієнтами

$A(m,k,l)$. Будемо їх вважати також, а їх значення - рівноймовірними.

Тоді:

$$\sigma_u^2(m,k) = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N E \left[|A(m,k,l)|^2 \right] E \left[|x_t(m,l)|^2 \right] = \sigma_x^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N E \left[|A(m,k,l)|^2 \right], \quad (2.15)$$

де σ_x^2 – середній квадрат значень комплексних амплітуд. Значення

$\sigma_u^2(m,k)$ обчислюються шляхом підстановки виразу (3.4) у вираз (2.15).

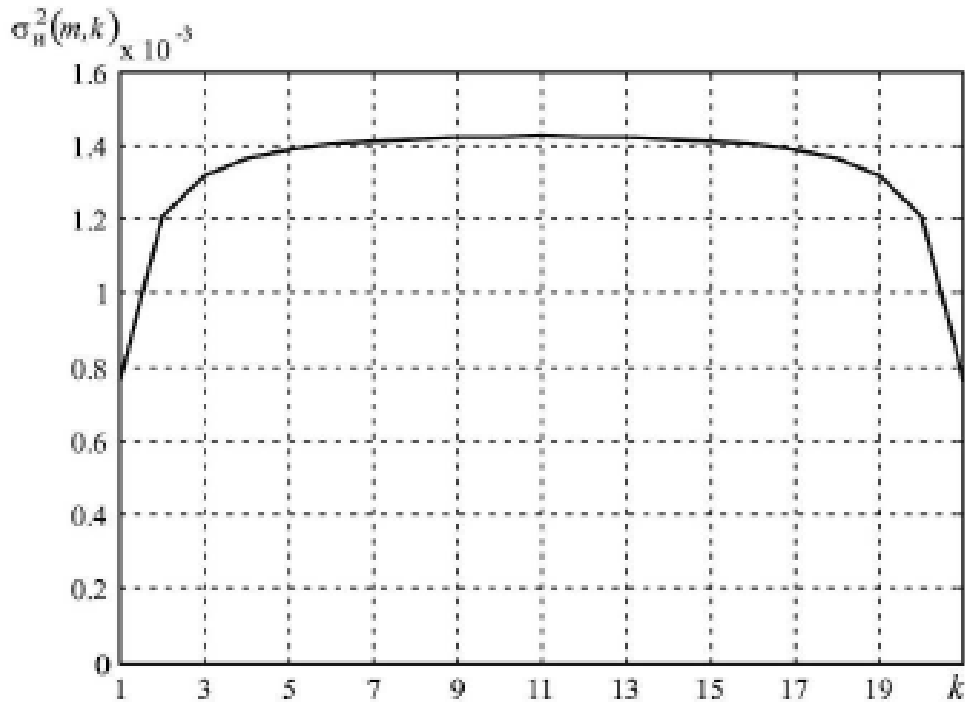


Рисунок 2.4 – Залежність дисперсії МКІ від номера піднесучої

Характерний графік залежності $\sigma_u^2(m,k)$ від номера несучої представлений на рисунку 2.4. З рисунку видно, що значення дисперсії МКІ, істотно відмінних від її середнього значення спостерігаються тільки на малому числі несучих на краях спектра. Це дозволяє в ряді програм знехтувати залежністю дисперсії від номера несучої і використовувати в якості її оцінки дисперсію перешкоди на центральній несучій. При цьому так як значення $E[|A(m,k,l)|^2]$ швидко зменшуються з ростом $|k-1|$ можна знехтувати тим, що не всі відліки ДПФ вносять вклад у МКІ, і тоді відповідно до виражень (2.1) і (2.15) з урахуванням рівності Парсеваля дисперсія перешкоди від МКІ дорівнює

$$\sigma_u^2(m,k) = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N E[|A(m,k,l)|^2] = 1 - E[|A(m,k,k)|^2]. \quad (2.16)$$

Розглянемо залежність відношення сигнал/перешкода (ВСП) від відносного доплерівського розсіювання відповідний графік наведено на рисунку 2.5[9].

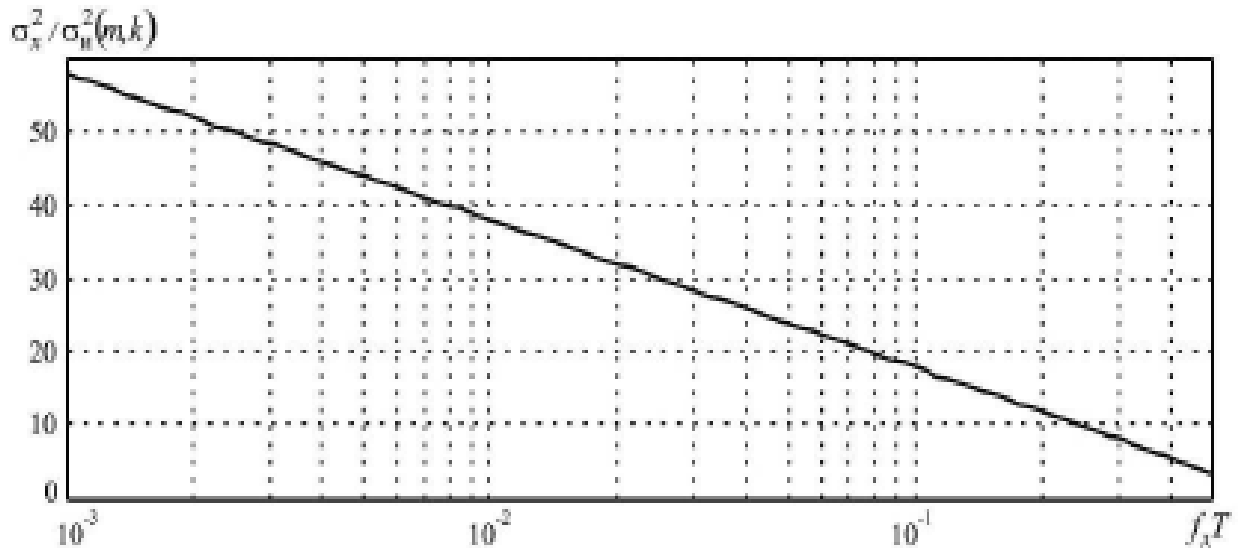


Рисунок 2.5 – ВСП залежно від відносного доплерівського розсіювання

Щоб перешкода від МКІ не чинила значного впливу на завадостійкість прийому, її дисперсія повинна бути набагато менше дисперсії шуму в каналі. Високошвидкісні системи зв'язку, як правило, функціонують при ЗСШ, більшому 30 дБ. Тоді, як видно з рисунку 2.5, ВСП стає порівнянно, або перевищує 30 дБ при значеннях $f_d T > 0,02$. Таким чином, це значення відносного доплерівського розсіювання можна розглядати як нижню межу швидких завмирань. Далі оцінимо потенційну завадостійкість при прийомі без компенсації МК. Так як умовна ШРЙ (2.12) є гауссівською, то умовна ШРЙ суммі перешкоди і шуму також є гауссівською з дисперсією $\sigma_{ш}^2 + \sigma_{усл}^2(m,k)$:

$$P(n_m(m,k) + n_u(m,k) | x_t(m,1) \dots x_t(m,N)) = \frac{1}{\pi(\sigma_{ш}^2 + \sigma_{усл}^2(m,k))} \exp\left(-\frac{|n_{ш}(m,k) + n_u(m,k)|^2}{\sigma_{ш}^2 + \sigma_{усл}^2(m,k)}\right),$$

можна записати умовну ймовірність бітової помилки (англ. Bit Error Ratio, BER)

$$BER(\sigma_{ш}^2, f_D | x_t(m,1) \dots x_t(m,N)) = BER(\sigma_{ш}^2 + \sigma_{усл}^2(m(N+1)/2), f_D = 0).$$

Усереднюючи умовну ймовірність помилки по можливим значенням комплексних амплітуд піднесучих, отримаємо безумовну ймовірність помилки:.

$$BER\left(\sigma_{u}^2, f_D\right) = \sum_{\substack{x_t(m,1) \\ \dots x_t(m,N)}} BER\left(\sigma_{u}^2 + f_D \mid x_t(m,1) \dots x_t(m,N)\right) P\left(x_t(m,1) \dots x_t(m,N)\right). \quad (2.17)$$

Оцінку ймовірності помилок за формулою (2.17) сильно утруднено через велике число доданків, особливо при великих розмірах сигнального сузір'я. Для спрощення обчислень відзначимо, що МКІ робить значний вплив на завадостійкість тільки при високих значеннях ЗСШ і, відповідно, малих значеннях дисперсії шуму.

У цьому випадку скористаємося лінійним наближенням залежно

$$BER\left(\sigma^2, 0\right) \approx k_e \sigma^2,$$

яке при підстановці в рівняння (3.17) приводить до наступного результату:

$$BER\left(\sigma_{u}^2, f_D\right) = \sum_{\substack{x_t(m,1) \\ \dots x_t(m,N)}} k_e \left(\sigma_{u}^2 + \sigma_{y_m}^2 (m(N+1)/2)\right) P\left(x_t(m,1) \dots x_t(m,N)\right) = \\ = k_e \left(\sigma_{u}^2 + \sum_{\substack{x_t(m,1) \\ \dots x_t(m,N)}} \sigma_{y_m}^2 (m(N+1)/2) P\left(x_t(m,1) \dots x_t(m,N)\right) \right) \quad (3.18)$$

Результатом підсумовування у виразі (3.18) є дисперсія перешкоди від МКІ $\sigma_n^2(m, (N+1)/2)$.

Тоді:

$$BER\left(\sigma_{u}^2, f_D\right) = k_e \left(\sigma_{u}^2 + \sigma_n^2 (m(N+1)/2)\right). \quad (3.19)$$

З цього виразу видно, що при оцінці BER для великих ЗСШ МКІ можна розглядати як адитивну білу гаусівську перешкоду з дисперсією, обчисленої згідно з формулою (3.16), а з урахуванням того, що при великій дисперсії шуму впливом МКІ можна знехтувати, таке наближення можна поширити на всі значення ЗСШ:

$$BER(\sigma_{iu}^2, f_D) \approx BER(\sigma_{iu}^2 + \sigma_u^2 (m(N+1)/2), f_D = 0).$$

Залежності BER від ЗСШ при різних значеннях доплерівського розсіювання наведена на рисунку 3.6, де

$$E_b / N_0 = \frac{ЗСШ}{n_b} = \frac{\sigma_x^2}{n_b \sigma_{iu}^2},$$

де, ЗСШ, n_b – число біт, передане одній несучій.

Наведені графіки показують, що без компенсації МКІ зі збільшенням доплерівського розсіювання відбувається збільшення ймовірності помилок при високих значеннях ЗСШ, особливо при великому розмірі сигнального сузір'я.

При цьому з'являється нижня межа ймовірності помилок, обумовлена дисперсією перешкоди від МКІ.

Це призводить до зниження пропускної здатності каналу через необхідність внесення більшої надмірності при завадостійкого кодування, або застосування менших сигнальних сузір'їв.

Відзначимо також, що BER, обчислена згідно з формулою (3.17) для сузір'я ФМ-4 пренебрежимо мало відрізняється від ймовірності помилки, обчисленої за спрощеною формулою, що підтверджує коректність обраного наближення і дозволяє його використовувати в подальших розрахунках.

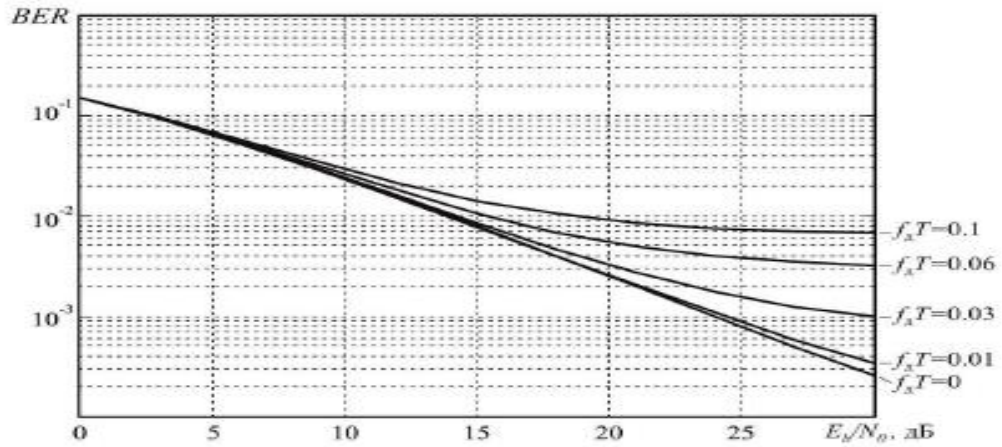
Таким чином ми доходимо наступних висновків:

1. В умовах завмирань в каналі зв'язку комплексні відліки сигналу на виході ДПФ являють собою лінійну комбінацію комплексних амплітуд несучих переданого сигналу. При цьому передавальні коефіцієнти пов'язані з тимчасовими змінами ЧХ каналу операцією ДФП.

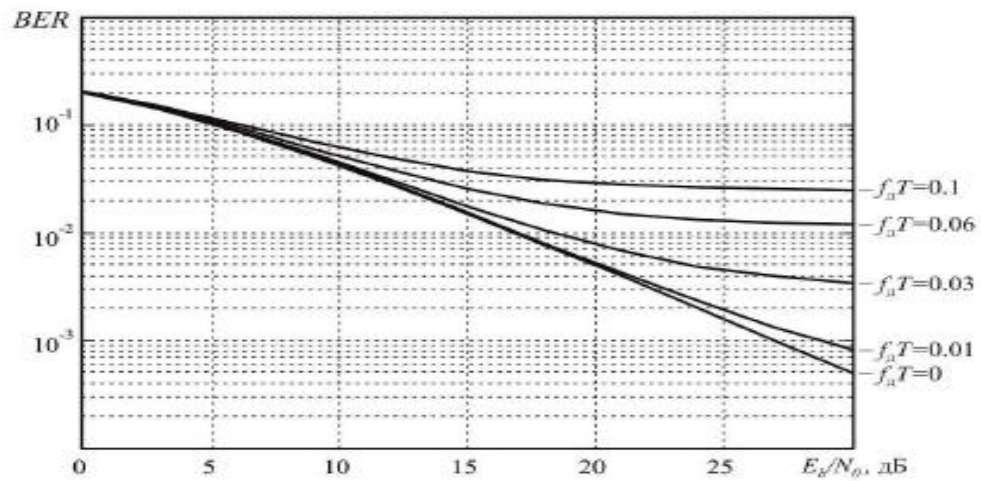
2. Перешкода від міжканальної інтерференції (МКІ), розподілена за законом, який може бути апроксимована лінійною комбінацією гауссівських розподілів з нульовим середнім, при цьому в релєївському каналі зв'язку перешкода від МКІ не залежить від амплітуди корисного сигналу.

3. Кореляція перешкоди від МКІ на двох несучих швидко зменшується з збільшенням відстані між ними, завдяки чому в алгоритмах орієнтованих на обробку інформації на пілотних несучих цю перешкоду можна вважати некорельованою.

4. При оцінці ймовірності бітових помилок в умовах відсутності компенсації МКІ можна застосовувати формули, що використовуються для каналів з гауссівським шумом, незважаючи на негауссівський характер перешкоди від МКІ.



а)



б)

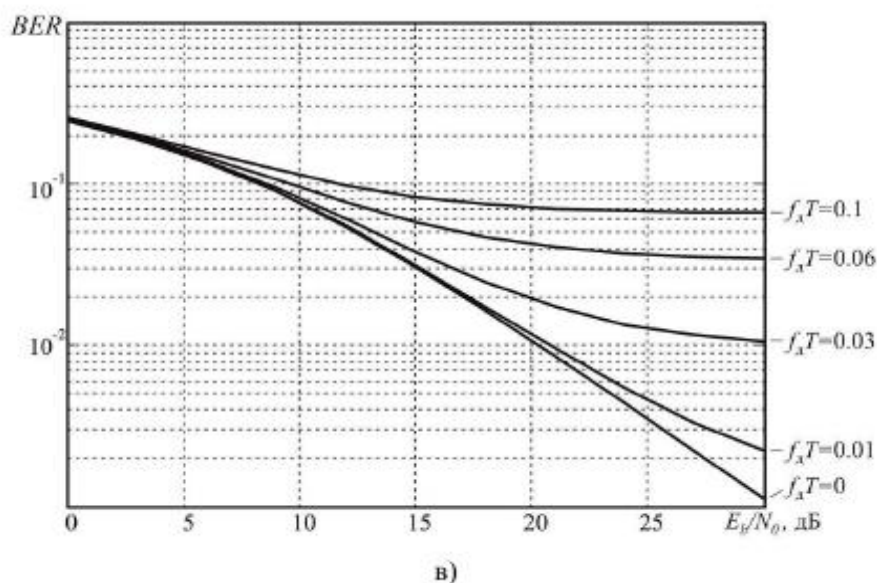


Рисунок 2.6 – Залежності ймовірності бітових помилок від ЗСШ для сигнальних сузір'їв ФМ-4 (а), КАМ-16 (б) и КАМ-64 (в)

2.3 Розробка алгоритму оцінки частотних спотворень в каналі зв'язку

Найбільш поширеною практикою при побудові OFDM-систем є резервування частини несучих для передачі опорних (в англomовній літературі - pilot) сигналів, що використовуються для вирішення завдань синхронізації і оцінки параметрів каналу. Типова схема розміщення опорних сигналів по OFDM -символам, використана, наприклад, в стандартах DVB-t, DRM, WiMAX, LTE представлена на рисунку 2.7[10].

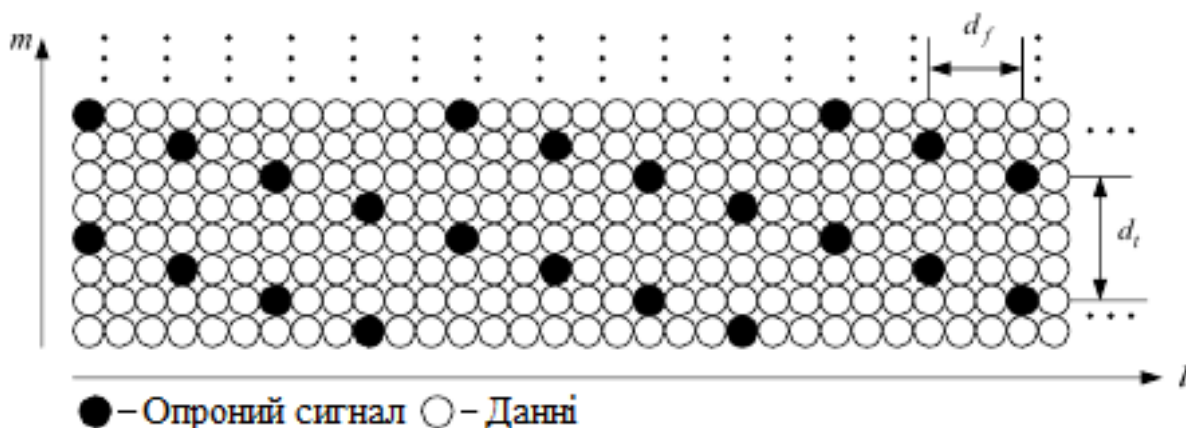


Рисунок 2.7 – Типова схема розміщення опорних сигналів по OFDM-символам

Відстані між опорними сигналами з часу dt і по частоті df можуть змінюватися залежно від очікуваних характеристик каналу зв'язку. Для ширококомовних OFDM-систем опорні сигнали є основним джерелом інформації про стан каналу зв'язку. Число частотних позицій, виділених для передачі опорних сигналів будемо позначати як N_{on} .

При використанні розглянутої схеми розміщення опорних сигналів оцінка АЧХ каналу проводиться шляхом низькочастотної фільтрації сигналу на опорних позиціях з інтерполяцією на інші несучі. При цьому двовимірна оптимальна фільтрація утруднена через високі обчислювальної складності і на практиці процес оцінювання розбивається на роздільну фільтрацію за часом і по частоті. З точки зору оцінки МКІ інтерес представляють саме тимчасові зміни ЧХ каналу, тому етап фільтрації в частотній області розглядатися не буде. При цьому отримані оцінки точності пропонованого алгоритму при розрахунку ймовірностей бітових помилок будемо розглядати як оцінку, відповідну найгіршого нагоди, вважаючи, що фільтрація в частотній області не погіршує точності алгоритму.

2.4 Оцінка завадостійкості порційних каналів при різній модуляції в каналі зв'язку

При оцінюванні ймовірностей бітових помилок розглянемо також вплив посилення опорних несучих, часто застосовуваного для збільшення точності оцінки ЧХ каналу і відстані між опорними несучими за часом dt . Графіки залежностей ймовірності помилок від ЗСШ при різних значеннях цих параметрів і $fdT = 0.03$ наведені на рисунку 2.8.

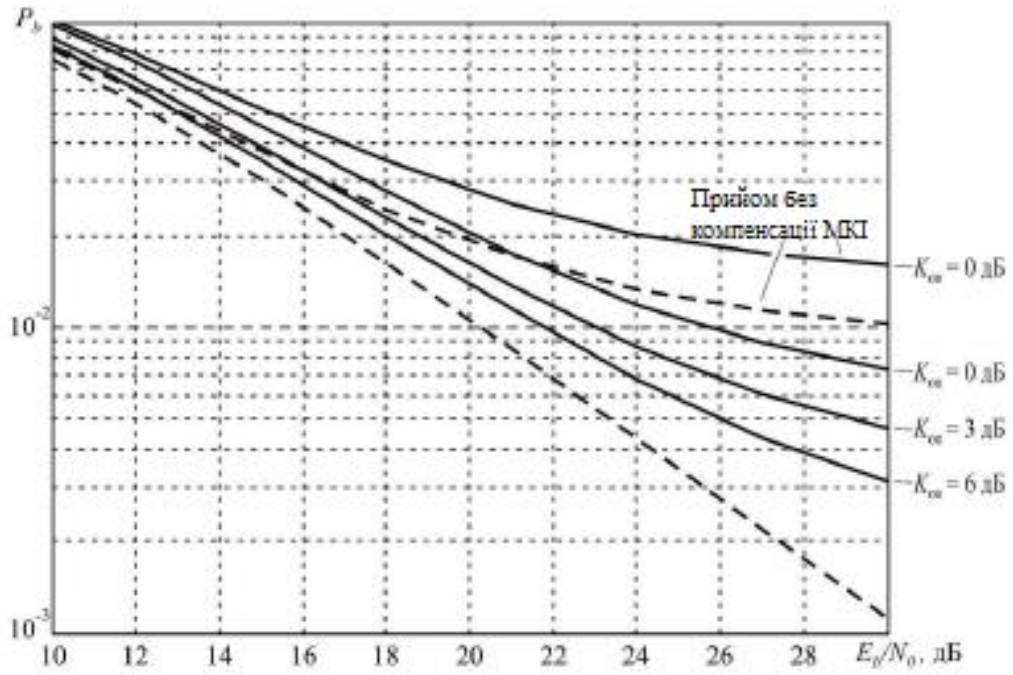


Рисунок 2.8а – Ймовірності бітових помилок при використанні ФК, модуляції КАМ-64. При $dt=4$

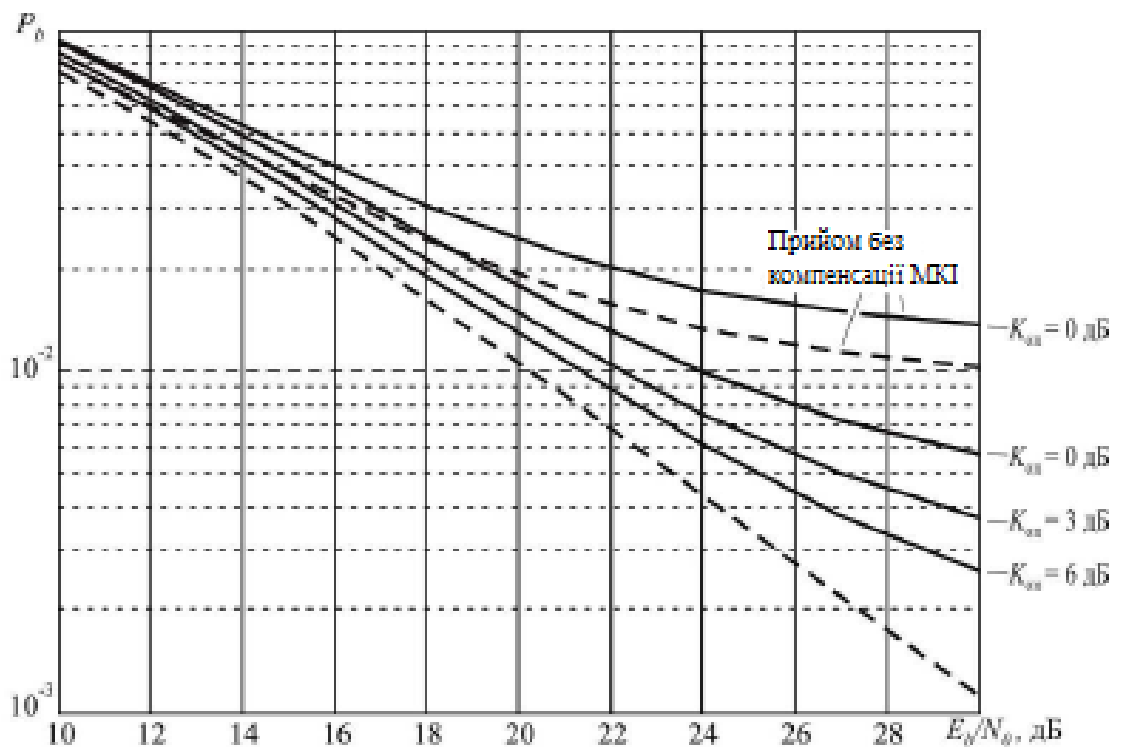


Рисунок 2.8б – Ймовірності бітових помилок при використанні ФК, модуляції КАМ-64. При $dt=3$

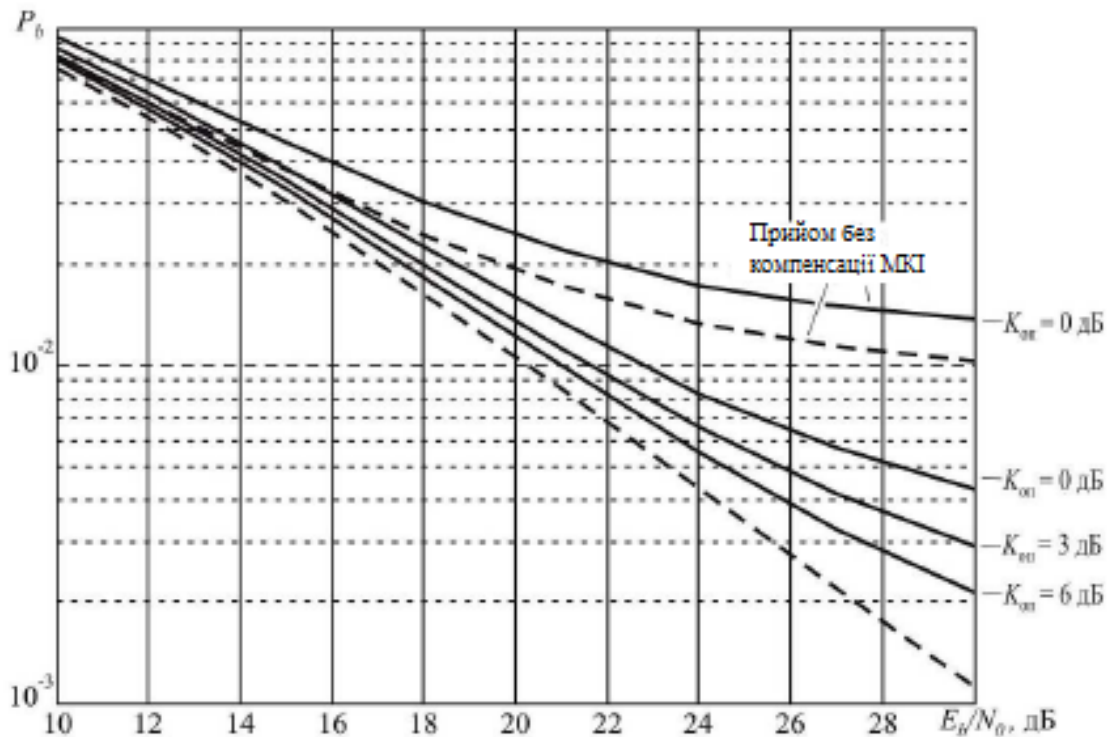


Рисунок 2.8в – Ймовірності бітових помилок при використанні ФК, модуляції КАМ-64. При $dt=2$

З рисунків видно, що застосування алгоритмів дозволяє зменшити нижню межу ймовірності бітових помилок, однак для наближення до теоретично досяжним межам завадостійкості, позначеним штриховою лінією, необхідно збільшення потужності опорних сигналів і щільності їх розміщення. Останнє може не виправдано знижувати пропускну спроможність системи, роблячи більш кращим підвищення завадостійкості шляхом зменшення швидкості завадостійкого коду.

Далі розглянемо залежність ймовірності бітових помилок від ЗСШ при застосуванні блокової схеми розміщення опорних сигналів. Відповідні графіки наведені на рисунку 2.9.

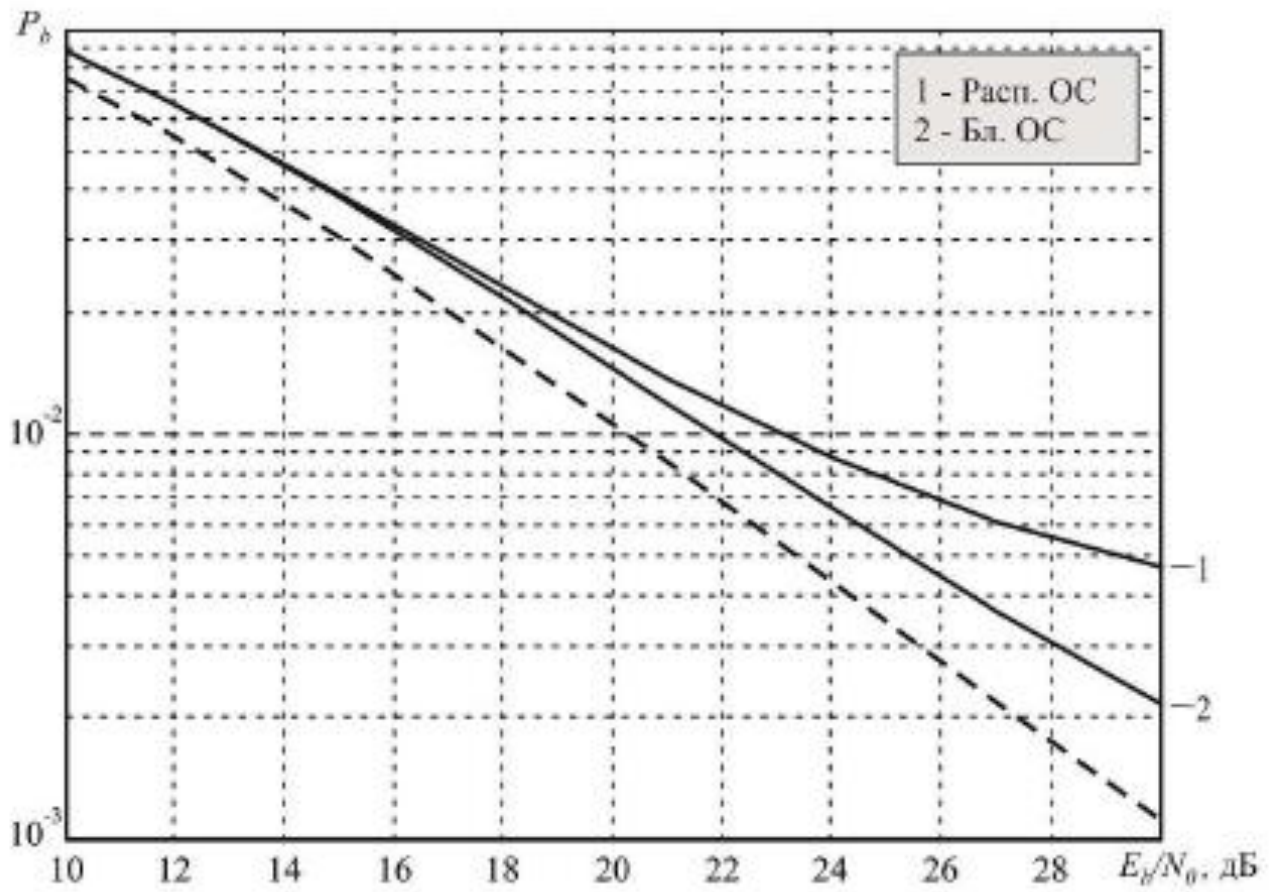


Рисунок 2.9а – Ймовірності бітових помилок при використанні розподіленої і блокової схем розміщення опорних сигналів. При $f_dT=0,03$, $dt=4$

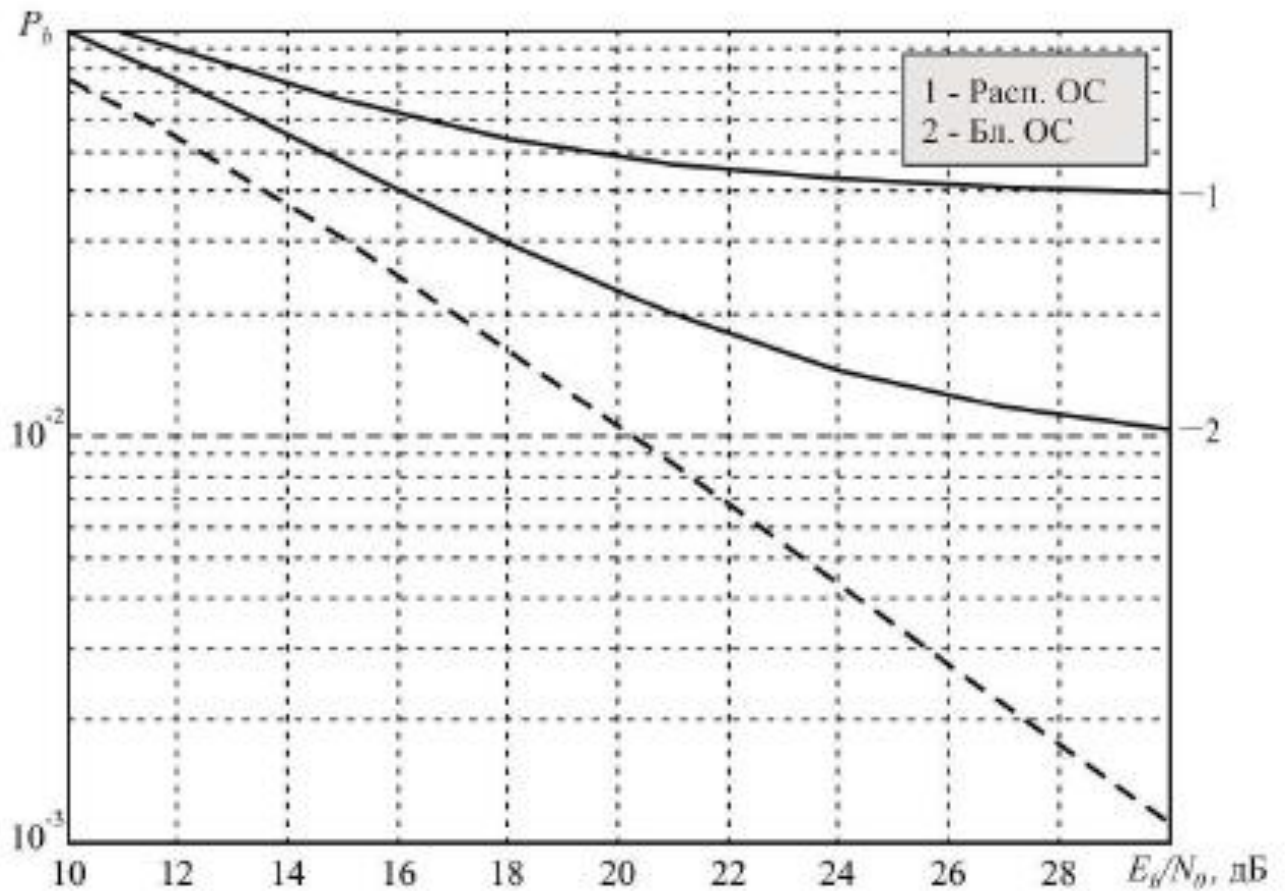


Рисунок 2.9б – Ймовірності бітових помилок при використанні розподіленої і блокової схем розміщення опорних сигналів. При $f_d T = 0,1$, $dt = 2$

При середніх значеннях доплерівського розсіювання застосування блочного розміщення опорних сигналів дозволяє майже повністю виключити вплив МКІ на оцінку ЧХ каналу і опустити нижню межу ймовірності бітової помилки нижче теоретично досяжного межі при ЗСШ на біт до 30 дБ. При високих і вкрай високих величинах $f_d T$ повністю виключити вплив МКІ на оцінку не вдається, але застосування блокової схеми дозволяє істотно збільшити завадостійкість прийому. Нижня межа ймовірності помилок опускається в 5 разів у порівнянні з результатом застосування розподіленої схеми розміщення.

Висновок: Наведені графіки показують, що без компенсації МКІ зі збільшенням доплерівського розсіювання відбувається збільшення ймовірності помилок при високих значеннях ЗСШ, особливо при великому розмірі сигнального сузір'я. При цьому з'являється нижня межа ймовірності помилок, обумовлена дисперсією перешкоди від МКІ.

3 РОЗРОБКА ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ РАДІОКАНАЛУ З OFDM

3.1 Розрахунок параметрів OFDM сигналу

При виборі чисельних значень параметром системи з технологією OFDM доводиться знаходити компроміс між різними, часто суперечливими вимогами.

Спираючись на технічні характеристики прототипу, задаймося початковими значеннями характеристик системи [12]:

$\Delta F_s = 10$ МГц - смуга частот, виділена для лінії передач.

$\Delta \tau = 0.08$ мкс - розширення затримки каналу передачі.

$\beta = 0.07$ - коефіцієнт округлення обвідної OFDM-символу.

$F_s = 5150$ МГц - робоча частота сигналу.

Задамося швидкістю передачі інформації в мережах WIMAX:

$R_1 = 34$ Мбіт/с - швидкість передачі даних, з модуляцією КАМ-16.

Розрахуємо характеристики OFDM сигналу за наступними формулами:

$\Delta g = 4\Delta \tau = 0.32$ мкс - тривалість захисного інтервалу.

$T_s = 6\Delta g = 1.92$ мкс - тривалість OFDM символу.

$T = T_s - \Delta g = 1.6$ мкс - тривалість інтервалу інтегрування OFDM.

$\Delta f = 1/T = 0.625$ МГц - відстань між сусідніми піднесучими.

$N_s = \Delta F / \Delta f = 16$ - число піднесучих у полосі частот.

$R_s = 1/T_s = 0.521$ Мсимвол/с - швидкість проходження OFDM символів.

$R/R_s \cong 128$ - число інформаційних бітів, переданих OFDM символом, зі швидкістю передачі даних 34 Мбіт/с.

$f_b = (R/R_s)/T_s = 34$ МГц - частота дискретизації для швидкості п/х 34 Мбіт/с.

3.2 Імітаційна модель радіоканалу з OFDM

Промодельємо OFDM сигнал в програмі Matlab Simulink за допомогою імітаційної моделі (рисунок 3.1). При цьому, внутрішня структура джерела сигналу і формувача квадратурних складових показана на рисунку 3.2

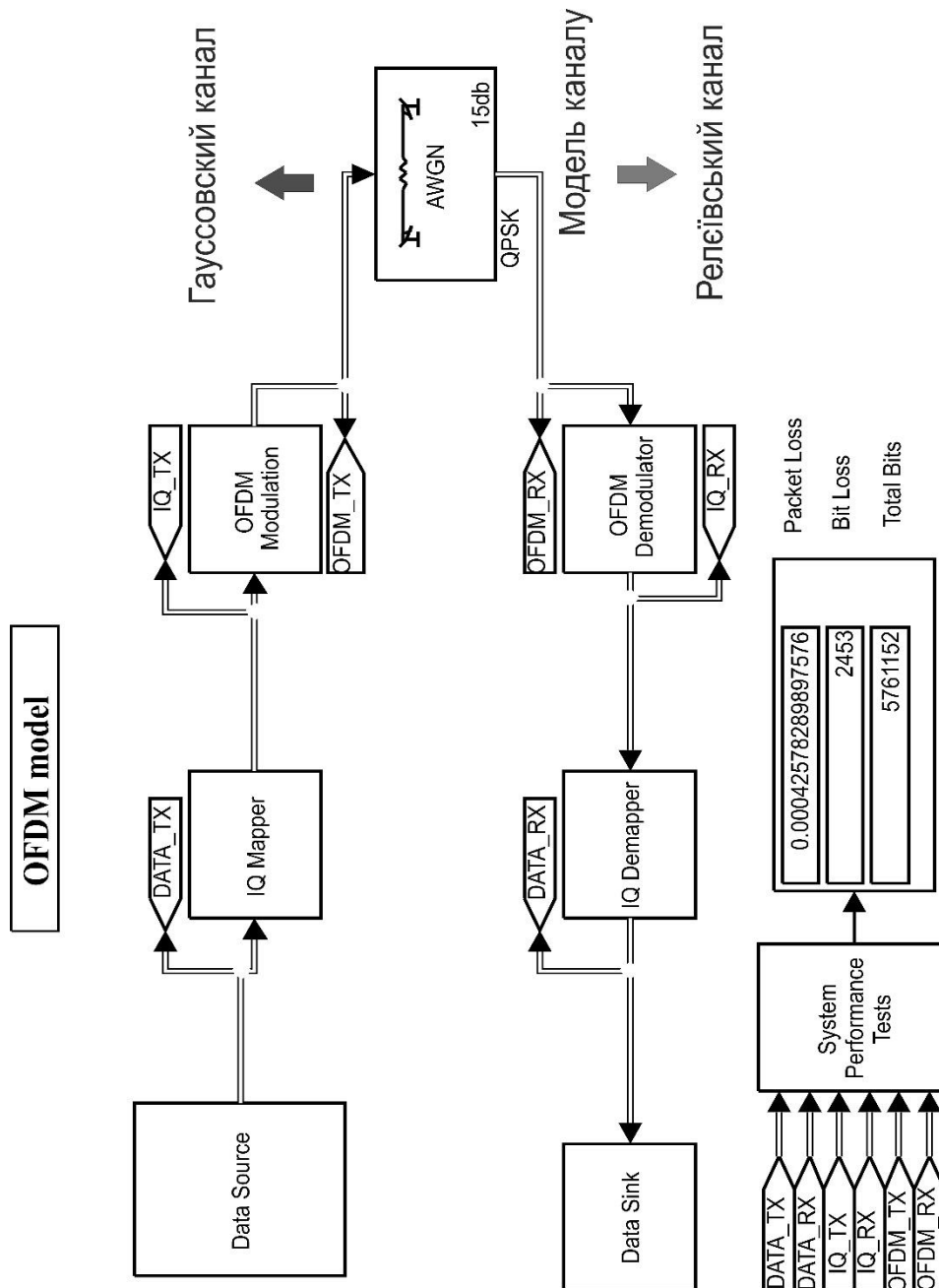


Рисунок 3.1 – Імітаційна модель радіоканалу з OFDM модуляцією (в термінах Matlab Simulink)

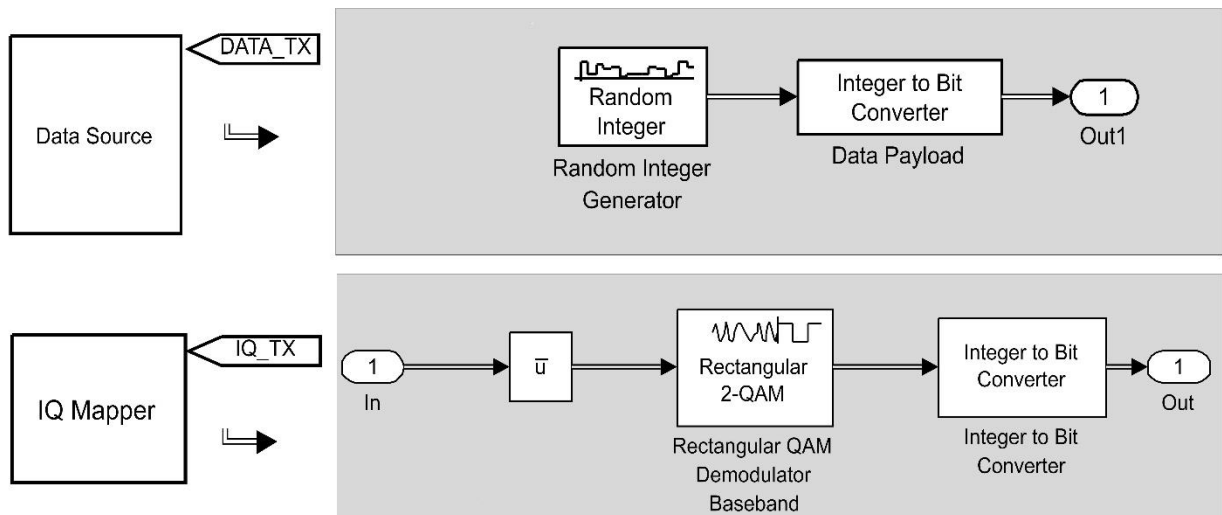


Рисунок 3.2 – Імітація джерела інформації та формувача квадратур передавальної частини радіоканалу з OFDM модуляцією

Вихідні параметри блоку джерела даних містять число сигнальних точок (M-ary number), бітову швидкість потоку, кадрову швидкість і тип формат вихідних даних, як показано на рисунку 3.3:

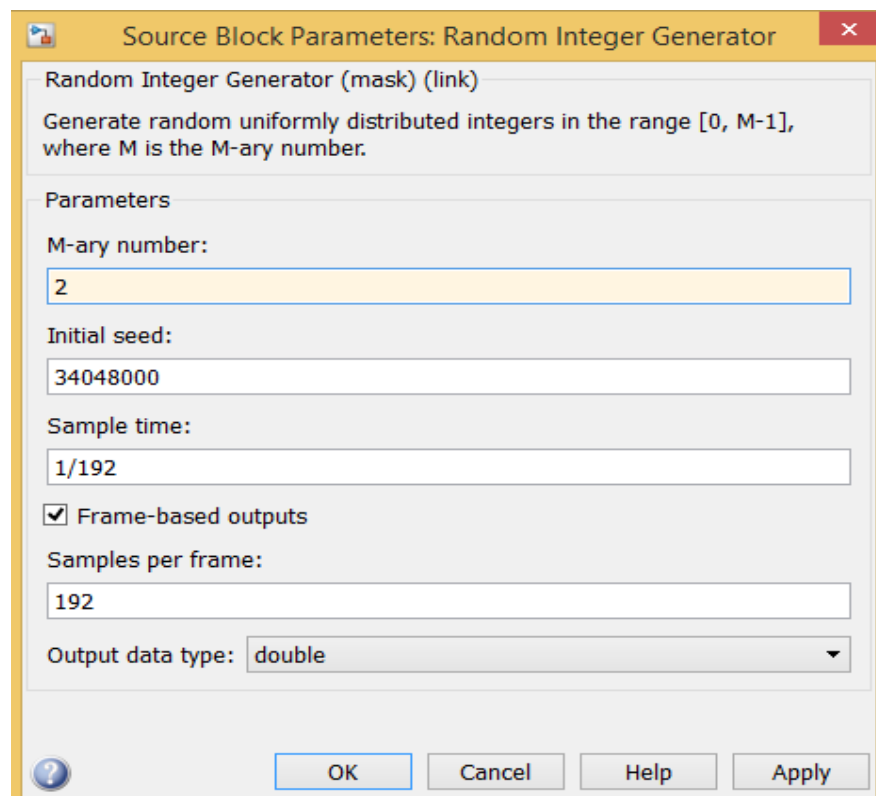


Рисунок 3.3 – Налаштування параметрів імітаційної моделі джерела сигналу

3.3 Дослідження завадостійкості OFDM сигналу в залежності від типу субканальної модуляції

Типи сигнальних сузір'їв при різному порядку КАМ модуляції можна задати в блоці КАМ модулятора (IQ MAPPER).

Приклади сузір'їв КАМ модуляції, які виходять при різних порядках $M = 2, 4$ і 16 показані на рисунках: 3.4, 3.5 і 3.6 відповідно.

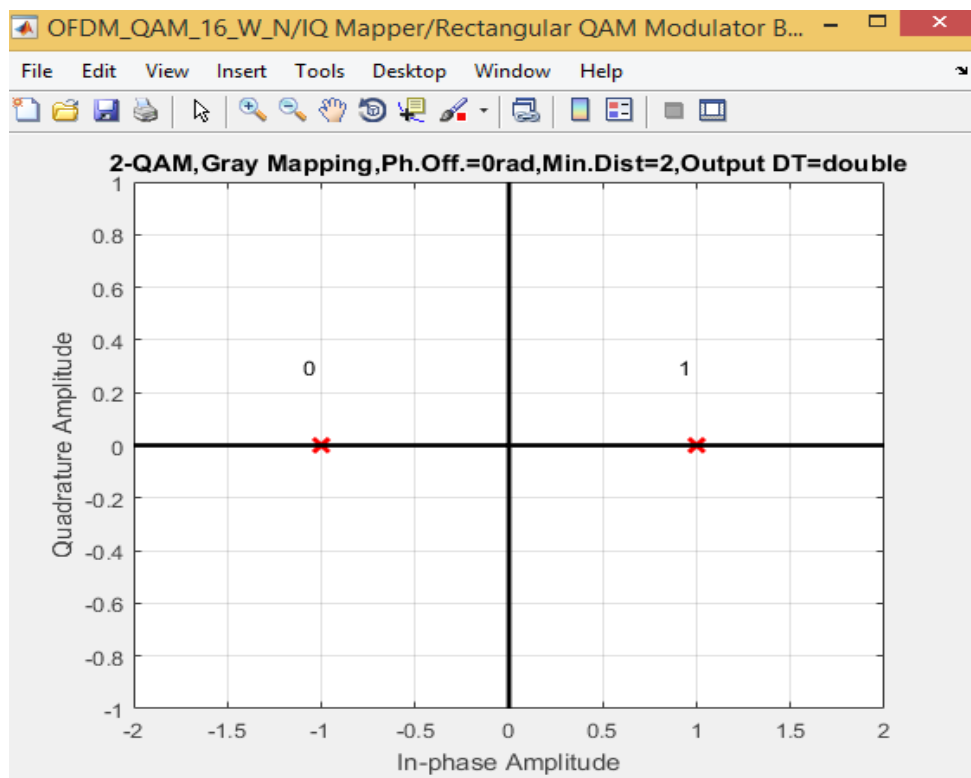


Рисунок 4.4 – Сузір'я сигналних точок КАМ-2

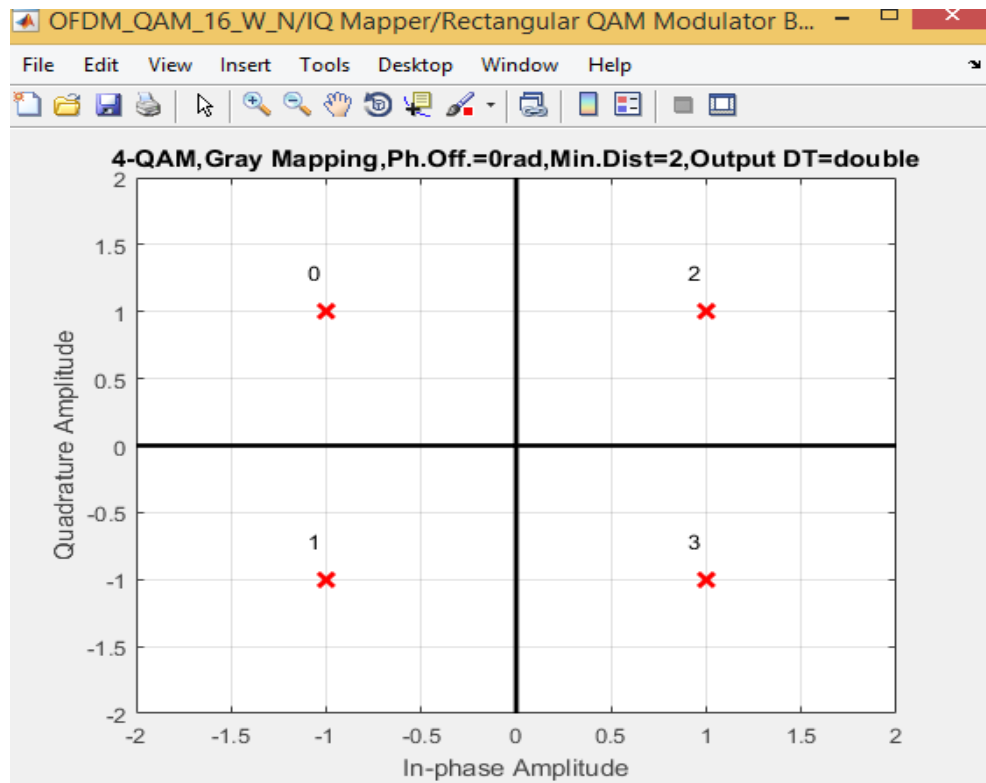


Рисунок 4.5 – Сузір'я сигналних точок КАМ-4

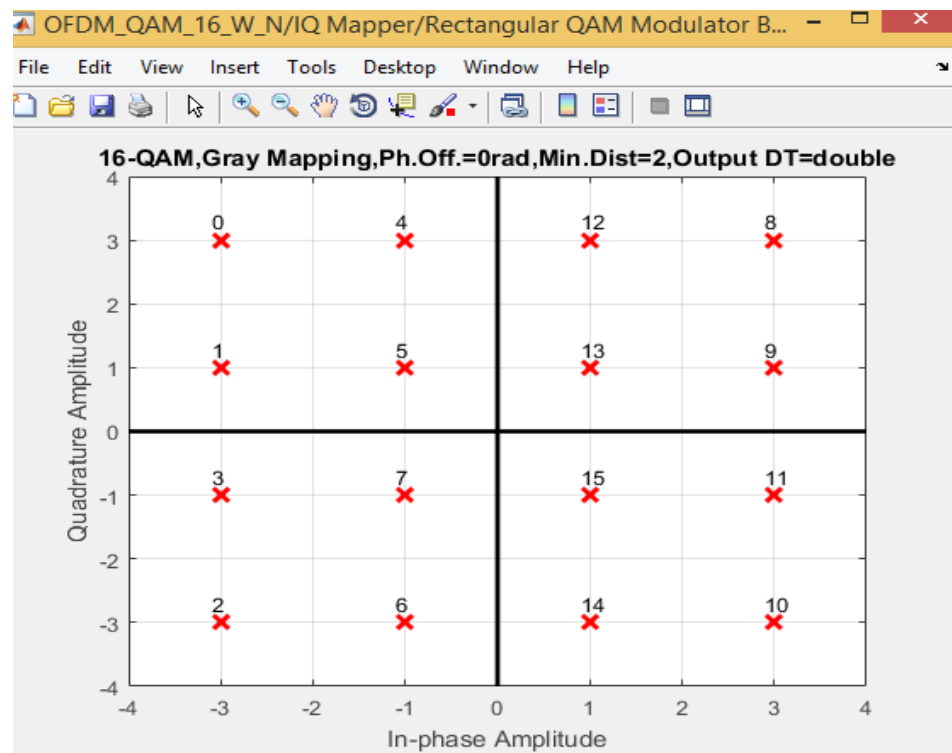


Рисунок 4.6 – Сузір'я сигналних точок КАМ-2

3.4 Моделювання завадостійкості радіоканалу з OFDM для гаусівського та релєївського каналів зв'язку

Моделювання OFDM сигналу зі швидкістю передачі 34 Мбіт/с.

Хід виконання програми:

Введіть число піднесучих коливань $N_{sub} = 128$

Введіть значення тривалості OFDM символу $[c] = 1.92 \cdot 10^{-6}$

Введіть значення тривалості захисного інтервалу $[c] = 0.32 \cdot 10^{-6}$

Введіть число точок сигнального сузір'я $M = 64$

Введіть число відліків на інтервалі ОДПФ $N_s = 256$

Введіть значення коефіцієнта скруглення $\beta = 0.07$

Ми ввели значення всіх необхідних параметрів. Тепер можна починати обчислення параметрів системи передачі. На підставі наших даних імітатор OFDM обчислив значення наступних параметрів системи:

Частота проходження OFDM символів $F_f = 340833.3333$ Гц;

Крок дискретизації за часом $dt = 6.2338e-09$ с;

Частота дискретизації $F_s = 160416666.6667$ Гц;

Інтервал ОДПФ $T = 1.5958e-06$ с;

Інтервал між частотними складовими під несучих $DF = 626627.6042$ Гц;

Число відліків на захисному інтервалі $N_g = 52$;

Тривалість постфікса $T_p = 1.3714e-07$ с;

Число відліків на інтервалі T_p $N_p = 22$.

Тепер можемо почати процес моделювання.

Побудуємо сигнальне сузір'я однієї піднесе при різному рівні шуму

для прикладу КАМ-16 - рисунок 3.7

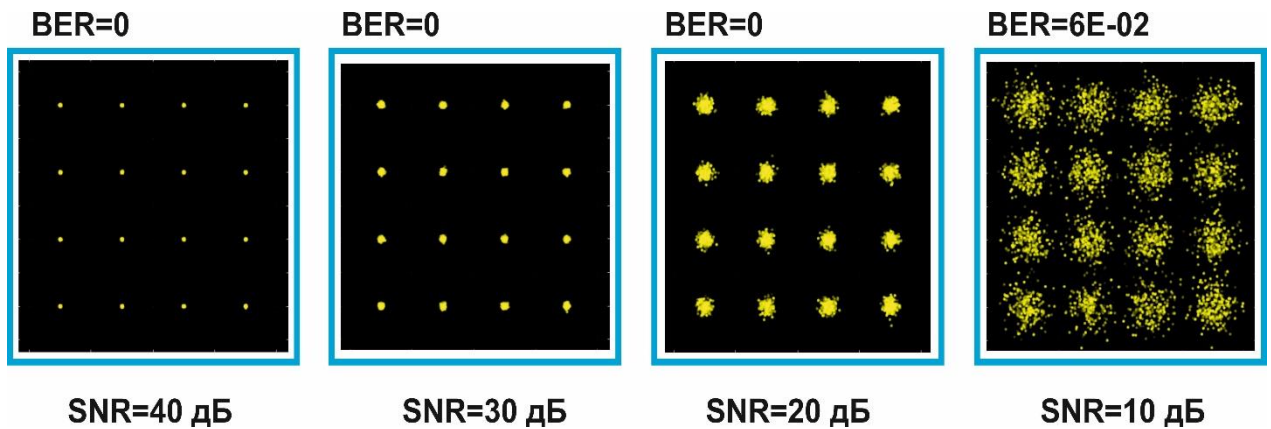


Рисунок 3.7 – Сигнальне сузір'я КАМ-16 сигналу при різному рівні шуму

З рисунка 3.7 видно, що область значень кожної сигнальної точки збільшується пропорційно збільшенню рівня шуму.

Криві залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум для різних порядків модуляції показані на рисунку 4.8 для випадку каналу з білим шумом.

Модель каналу з білим шумом (або гауссовский канал)— задається функцією щільності ймовірності [13]:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad x \geq 0, \sigma > 0,$$

де параметр μ — математичне очікування (середнє значення), а параметр σ — середньоквадратичне відхилення (σ^2 — дисперсія) розподілу.

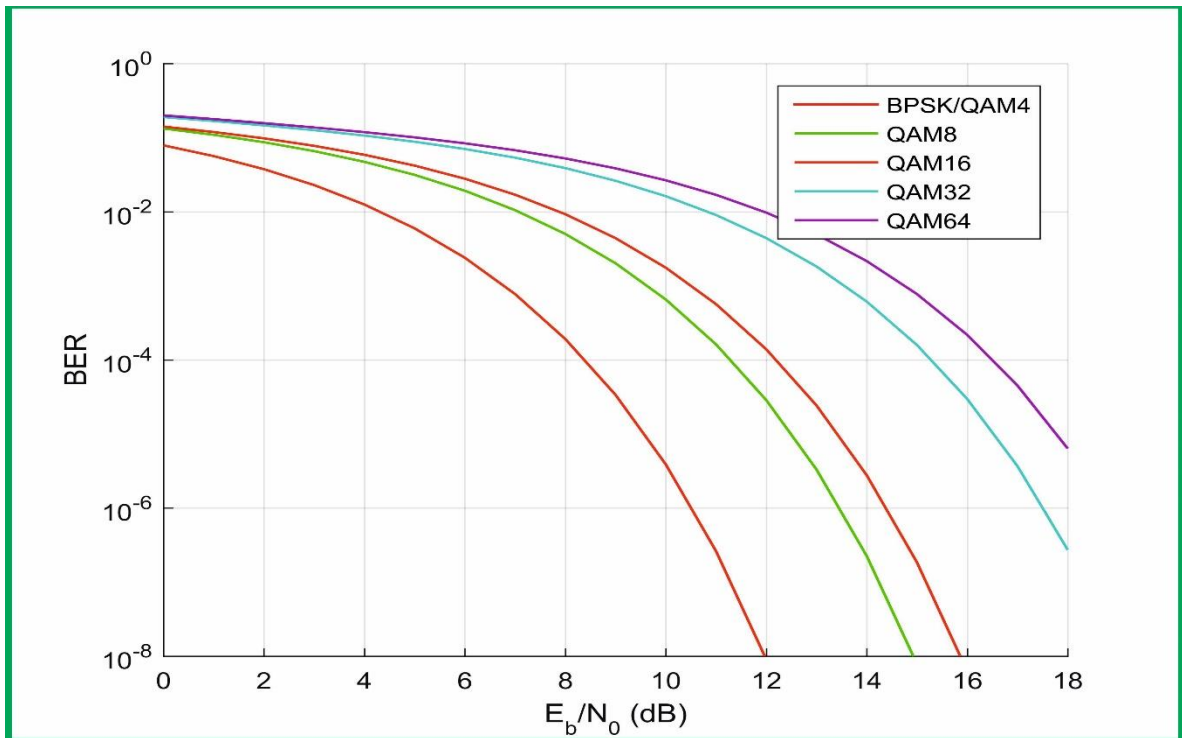


Рисунок 3.8 – Залежності ймовірності помилки від відносини сигнал/шум для КАМ-модуляції $N = 2, 4, 8, 16, 32, 64$ для каналу з білим шумом

Криві залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум для різних порядків модуляції для релєївського каналу показані на рисунку 4.9.

Модель релєївського каналу— задається функцією щільності ймовірності[9]:

$$f(x; \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad x \geq 0, \sigma > 0$$

де параметр σ — середньоквадратичне відхилення (σ^2 — дисперсія) розподілу.

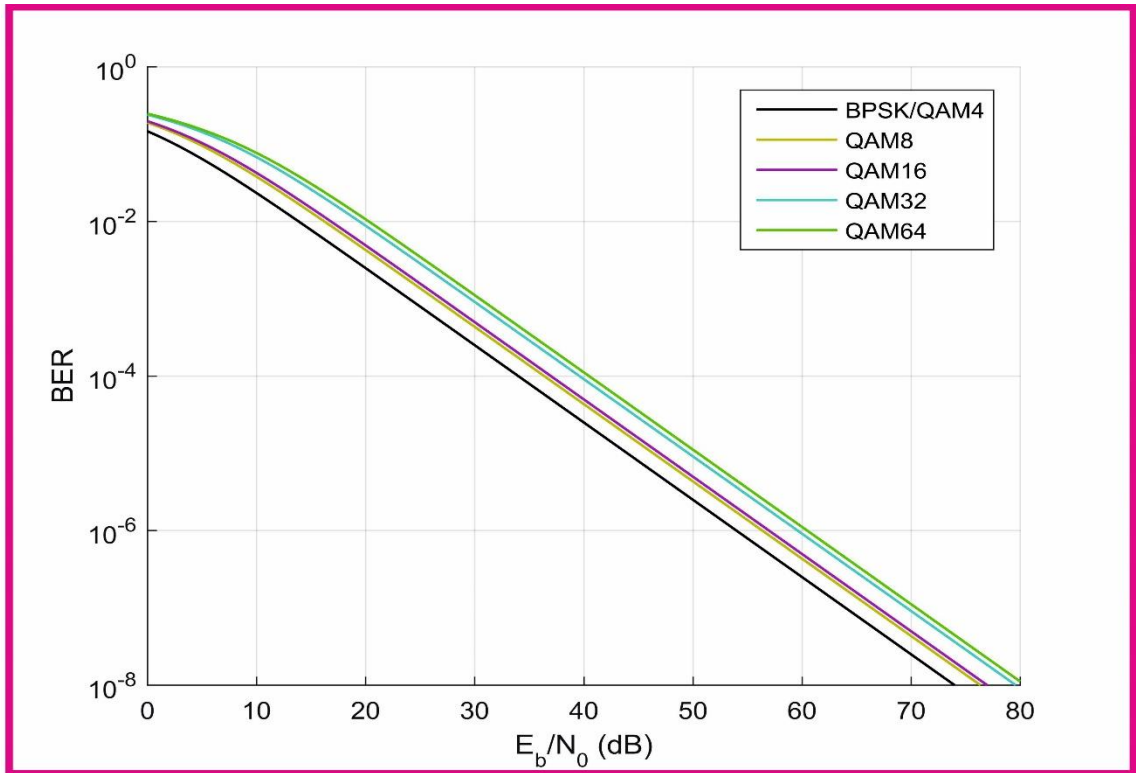


Рисунок 3.9 – Залежності ймовірності помилки від відносини сигнал шум для КАМ - модуляції $N = 2, 4, 8, 16, 32, 64$ для релєївського каналу

Побудуємо графіки немодульованих піднесучих і їх суму на інтервалі ДПФ $[0, T]$ для масиву з трьох піднесучих з номерами $N_{\text{sub}n} = [3 \ 16 \ 28]$.

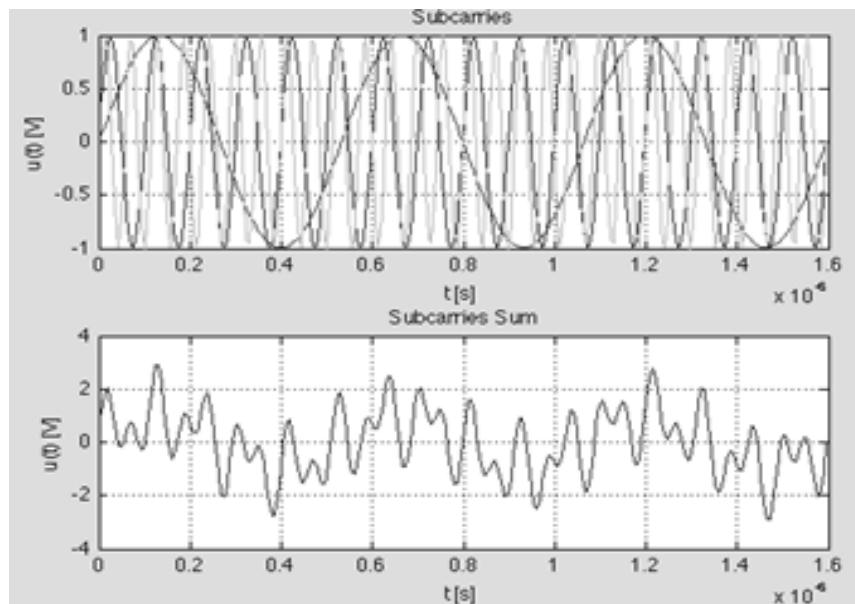


Рисунок 3.10 – Немодульовані піднесучі на інтервалі ОДПФ $[0, T]$

Додаємо захисний інтервал і циклічне продовження:

Додаємо захисний інтервал тривалістю $T_g = 3.2e-07$ с.

Додаємо інтервал постфікса $T_p = 1.3714e-07$ с.

Захисний інтервал $[-T_g, 0]$ і інтервал постфікса $[T, T+T_p]$

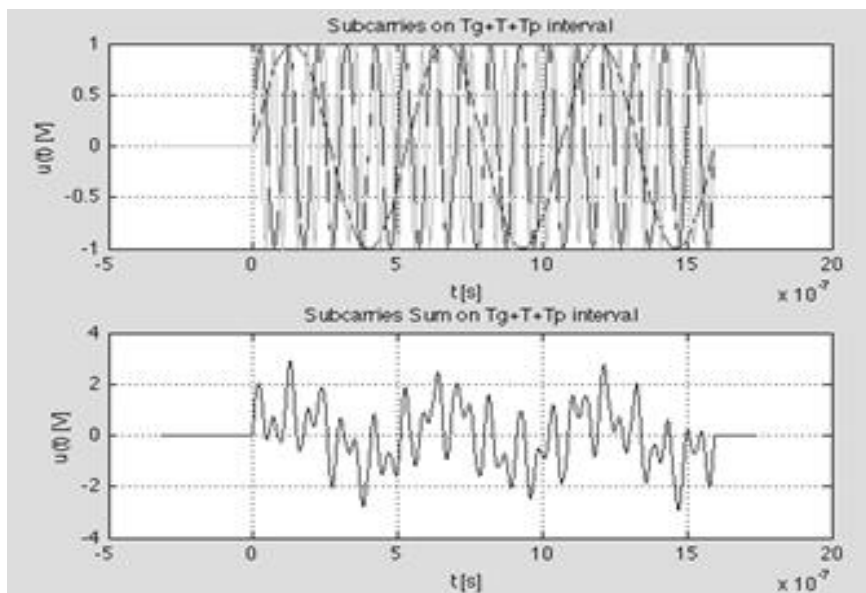


Рисунок 3.11 – Графік модельованого сигналу з доданим захисним інтервалом $[-T_g, 0]$ і інтервалом постфікса $[T, T+T_p]$

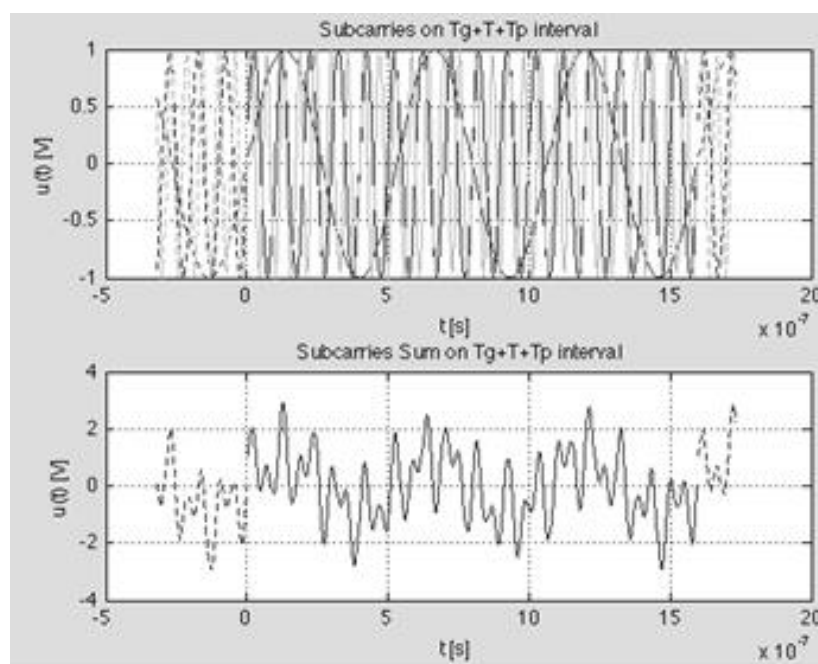


Рисунок 3.12 – Сигнал з додаванням циклічних продовжень

Циклічно продовжуємо піднесучі і їх суму на захисний інтервал, і інтервал постфікса. Згладжування фронтів піднесучих і їх суми.

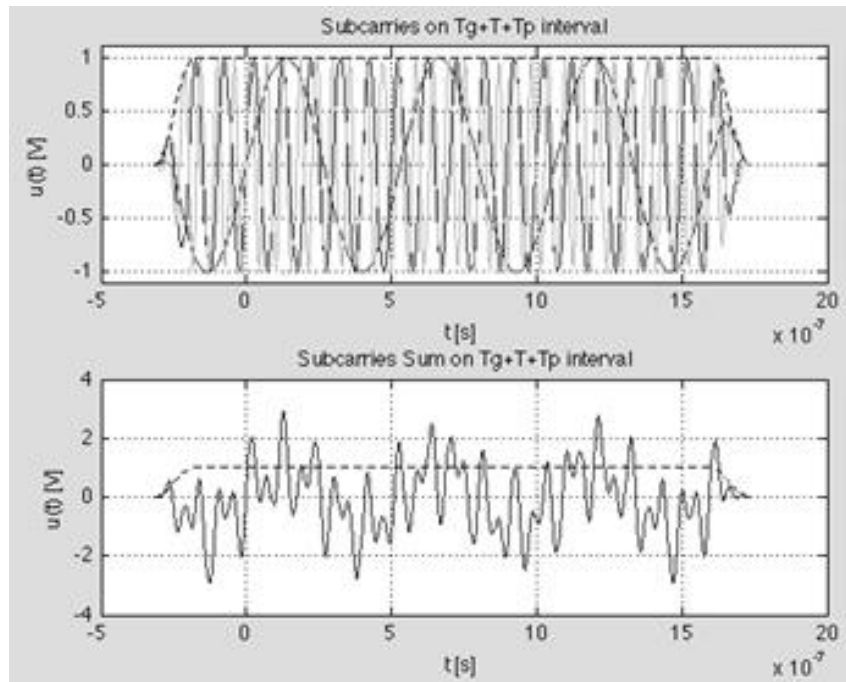


Рисунок 3.13 – Піднесучі і їх суми із згладженими фронтами (пунктирними кривими зображені згладжуючі вікна)

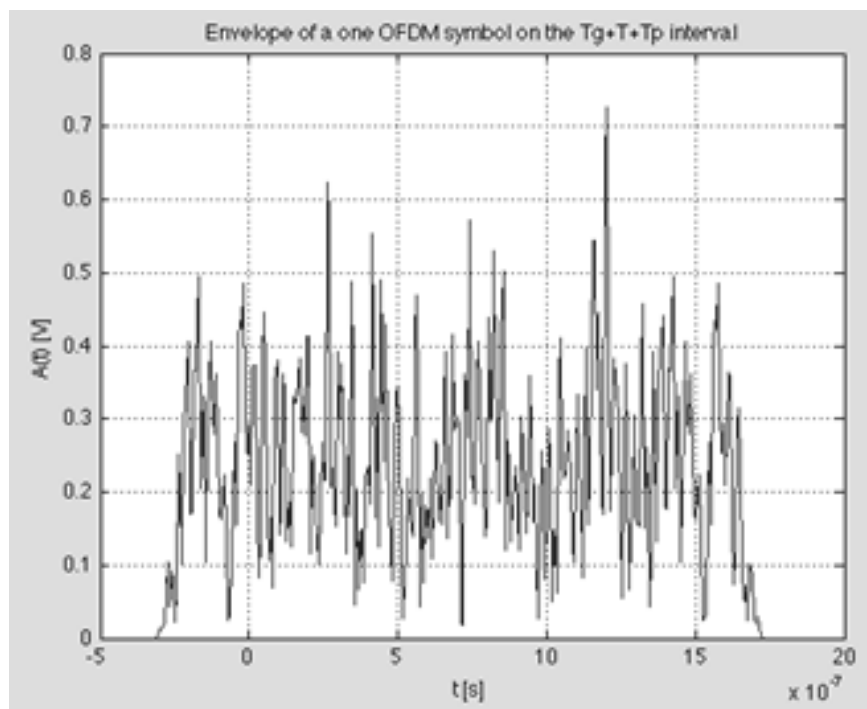


Рисунок 3.14 – Огиаюча одного OFDM символу

Формування блоку N_s комплексних КАМ символів для одного OFDM символу і побудова обвідної цього OFDM символу.

Формування трьох послідовних OFDM символів, побудова їх огинаючих і огинаючої суми.

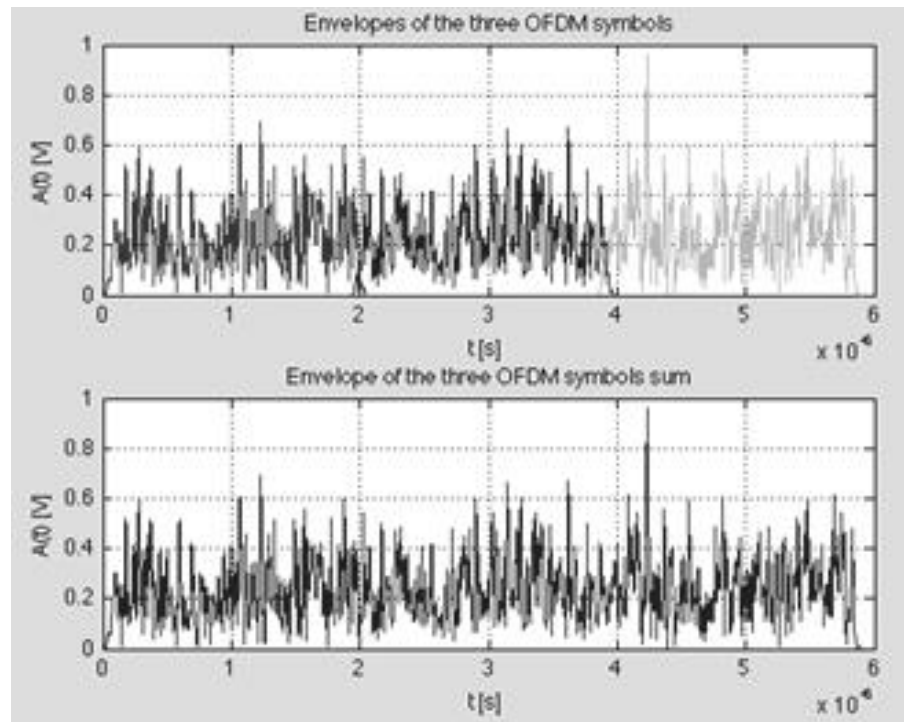


Рисунок 3.15 – Реалізації огинаючих кожного з трьох OFDM символів і їх суми

Формування реалізації комплексної огинаючої суми n наступних один за одним OFDM символів

Введіть число OFDM символів у реалізації $n = 3$

Імітатором `imitator OFDM` створена реалізація комплексної огинаючої радіосигналу, що містить $n = 32$ OFDM символів.

Число відліків в сформованій реалізації $n_s = 9878$.

Частота дискретизації реалізації $F_s = 160416666.6667$.

Ім'я вектора-рядка, в який поміщені відліки реалізації – `y OFDM`.

Обчислення оцінки спектральної щільності потужності комплексної огинаючої OFDM сигналу з використанням алгоритму Велча за відліком масиву «`y OFDM`».

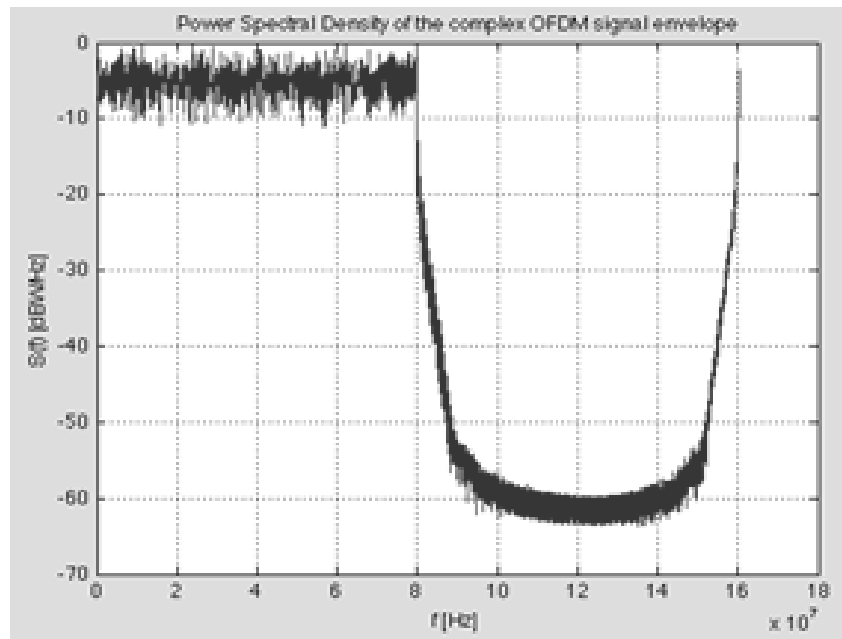


Рисунок 3.16 – Оцінка односторонньої спектральної щільності потужності комплексної огинаючої сигналу OFDM

Обчислення і побудова оцінки спектральної щільності потужності речового OFDM радіосигналу по спектру його комплексної огинаючої.

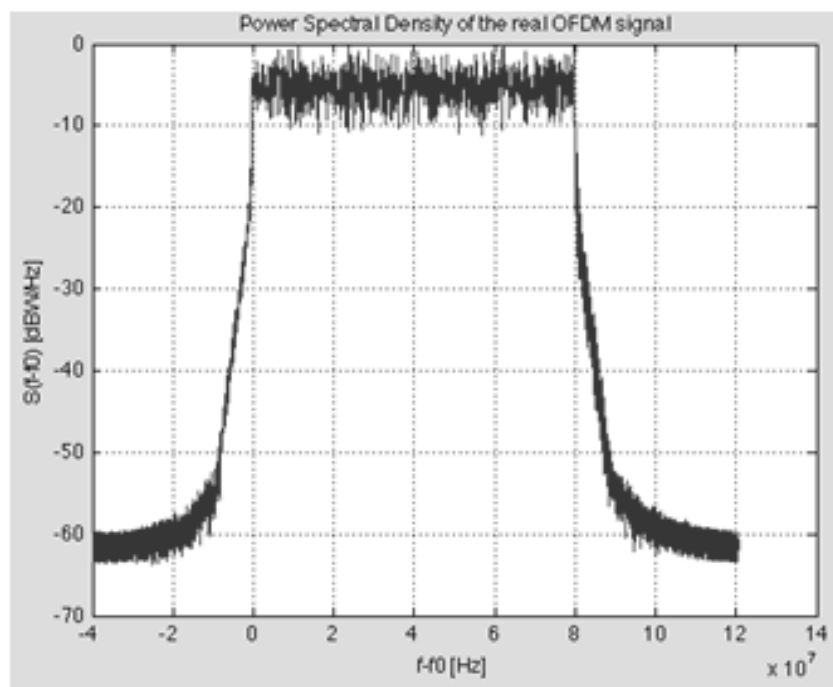


Рисунок 3.17 – Оцінка спектральної щільності потужності речового OFDM радіосигналу

Висновок: Отримані результуючі графіки імітаційної моделі радіоканалу з OFDM.

4 РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ОПТИМІЗАЦІЇ НАЛАШТУВАНЬ БЕЗРОТОВОЇ ПРОМИСЛОВОЇ МЕРЕЖІ

4.1 Аналіз параметрів сигналу в точці розтушування приймально-передавального вузлу за допомогою стандартного обладнання

Для оперативної оцінки електромагнітної обстановки і параметрів сигналу на вході приймального пристрою при розгортанні промислової бездротових мережі, коли вимоги до точності вимірювань не критичні можна використовувати стандартний Wi-Fi роутер фактично будь-якого брендового виробника.

Типова схема вимірювача частотної характеристики (ЧХ) і діаграма спрямованості (ДС) антен, відповідно [14], наведена на рис. 4.1.

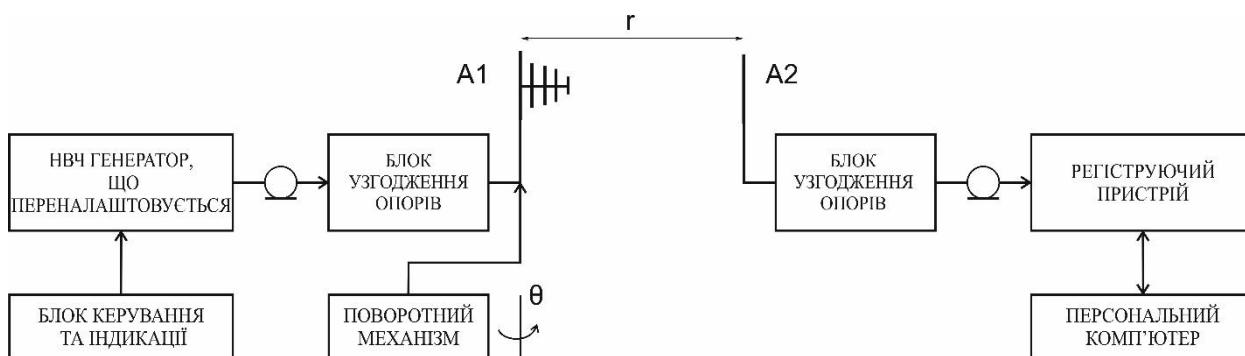


Рисунок 4.1 – Типова схема вимірювача частотної характеристики (ЧХ) і
діаграма спрямованості (ДС) антен

Розглянемо більш докладно принцип роботи даної схеми.

Досліджувана спрямована антена **A1**, що працює в режимі передачі і

розташована на опорно-поворотному механізмі, підключається до перебудовуємого генератору надвисоких частот (НВЧ) за допомогою коаксіальної лінії через блок узгодження опорів. Управління параметрами генератора, такими як частота і амплітуда сигналу, здійснюється за допомогою блоку управління і індикації. На відстані r в далекій зоні знаходиться прийомна ненаправлена антена **A2** підключена до реєструючого пристрою також через блок узгодження опорів. Для зручності проведення вимірювань та аналізу їх результатів, всі дані з виходу пристрою, що реєструє подаються на персональний комп'ютер.

Амплітудна ДС антени **A1** оцінюється як функція напруги на клеммах прийомної антени **A2** від кута повороту передавальної антени **A1** у відповідній площині. Напруженість поля, створювана передавальною антеною **A1** в точці розташування приймальної **A2** обчислюється за формулою:

$$E = \left(\frac{W}{2\lambda} \right) I_x^{\circ} h_d F(\Theta, \varphi) \frac{e^{-jkr}}{r},$$

де I_x° – комплексна амплітуда електричного струму на вході випромінювальної системи; $W = \sqrt{(\mu/\varepsilon)}$ – хвильовий опір середовища; μ , ε – відповідно магнітна і діелектрична проникність середовища; λ – довжина хвилі в середовищі; h_d – діюча довжина або висота антени; $F(\Theta, \varphi)$ – комплексна векторна нормована діаграма спрямованості, яка характеризує кутовий розподіл поля, а також його поляризаційні і фазові властивості. При завданні цієї характеристики антени звичайно домовляються положення початку координат, щодо якого ведеться відлік різниці фаз.

Як відомо [13] в загальному випадку функція $F(\Theta, \varphi)$ включає в себе три співмножника

$$F(\Theta, \varphi) = F(\Theta, \varphi) p(\Theta, \varphi) e^{j\Phi(\Theta, \varphi)},$$

які описують в далекій зоні антени відповідно амплітудну,

поляризаційну і фазову структури поля.

Так як в більшості випадків потрібно вимірювати тільки амплітудну ДС, то в досліджуваній площині поляризація приймальної і передавальної антен повинні збігатися, тоді вплив поляризаційної складової можна не враховувати, а напруга на клеммах прийомної антени **A2** буде пов'язано з амплітудною ДС передавальної антени в такий спосіб

$$U(\Theta) = AF(\Theta),$$

де A – амплітудний коефіцієнт пропорційності, що залежить від коефіцієнта корисної дії, рівня узгодження приймальної антени з навантаженням.

ЧХ передавальної антени (зміна коефіцієнта підсилення (КП) в смузі частот) знімається в максимумі ДС, тобто при $\Theta = \Theta_{max}$ і частоті, що змінюється в діапазоні від 1 до 14 частотного каналу, що відповідає частотам (2412 – 2477) МГц.

При цьому амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) тракту, який включає в себе всі елементи від генератора, підключеного до входу передавальної антени, до навантаження прийомної антени, визначається за формулою:

$$A_{trakt}(\omega) = \frac{P_{res}}{P_{\Sigma}} = \frac{U_{res}^2(\omega)/R_n}{\{U_{\Pi}^2(\omega)/R_{in}\}\eta},$$

де P_{Σ} – потужність випромінювання антени **A1**, а P_{res} – потужність, що розсіюється на навантаженні приймальної антени **A2**, η – коефіцієнт корисної дії (ККД) антени **A1**, $U_{res}(\omega)$ – амплітуда напруги на активній частині навантаження прийомної антени R_n на частоті $f = \omega/2\pi$, $U_{\Pi}(\omega)$ – амплітуда напруги на активній частині вхідного опору передавальної антени R_{in} на частоті f . Так як в приведеній вище схемі (рисунок 5.1) всі виміри проводяться на приймальній стороні, то ЧХ передавальної антени:

$$A_{A1}(\omega) = A_{trakt}(\omega)K_1(\omega) = \frac{\{U_{res}^2(\omega)/R_n\}K_1(\omega)}{\{U_{\Pi}^2(\omega)/R_{in}\}\eta},$$

де $K_1(\omega)$ – функція корекції ЧХ прийомної антени А2, що забезпечує лінійність характеристики в даному діапазоні частот $\omega_n \dots \omega_6$, при цьому: навіщо вона вводиться і навіщо потрібна зазначена лінійність частотної характеристики з точки зору вимірювання ДС (нормованої ДС).

$$K_1(\omega) \cdot A_{A2}(\omega) = 1,$$

де $A_{A2}(\omega)$ – ЧХ прийомної антени (зміна КП в смузї частот) А2.

З аналізу даної структурної схеми видно, що найдорожчими її елементами є перебудовуваний, в загальному випадку, НВЧ генератор регульованої потужності, і вимірювач рівня сигналу або напруженості поля в точці прийому.

У зв'язку з цим пропонується в якості НВЧ генератора каліброваної потужності - використовувати стандартний Wi-Fi маршрутизатор з коаксіальним виходом, тобто з можливістю підключення зовнішньої антени. Прикладом такого маршрутизатора є Wi-Fi роутер фірми «Asus», наприклад, модель RT-G32. За допомогою системних налаштувань є можливість оперативно змінювати частоту в діапазоні (2400 ~ 2483,5) МГц з шагом (5 ~ 20) МГц, вихідну потужність в діапазоні (20 ~ 100) мВт та інше.

Слід зазначити, що Wi-Fi роутер є прийомо-передавачем і, отже, містить на апаратному рівні інструментарій, що дозволяє оцінити параметри сигналу. Рівень прийнятого сигналу також доступний користувачеві з меню системних налаштувань.

Пропонується наступна схема (рис. 4.2) для вимірювання характеристик спрямованості і контролю частотних властивостей антен.

Керування параметрами і читання налаштувань, як передавальної, так і приймальної частин можна здійснити як у режимі дротового підключення до маршрутизаторів, так і в режимі бездротового віддаленого доступу. У першому випадку (варіант 1) необхідна наявність двох персональних комп'ютерів (ПК), а в другому випадку (варіант 2) досить тільки одного керуючого пристрою, забезпеченого модулем бездротового доступу.

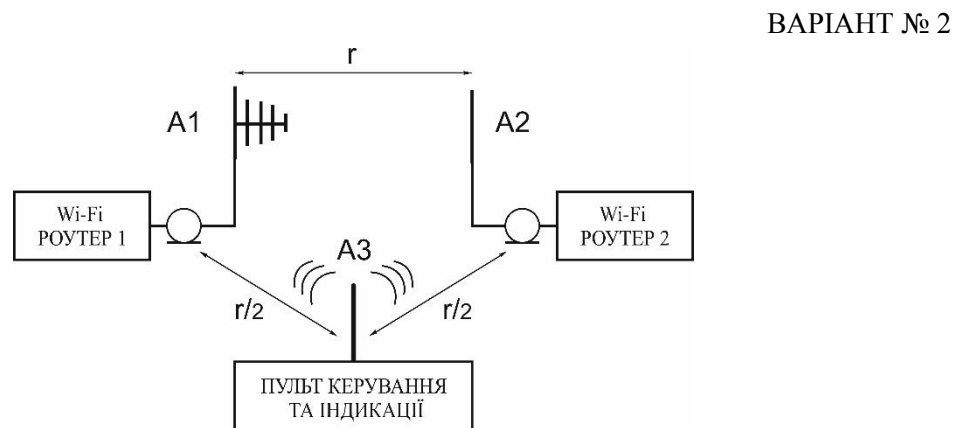
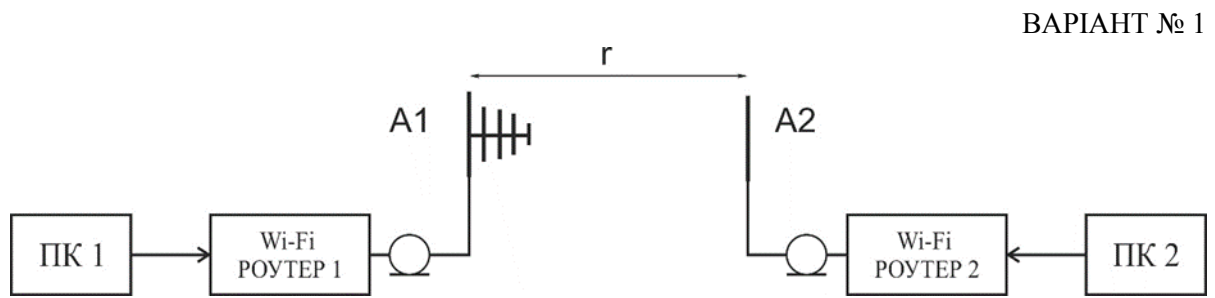


Рисунок 4.2 – Два варіанти структурної схеми для вимірювання характеристик спрямованості і контролю частотних властивостей вібраторних антен

Розглянемо алгоритм вимірювання ЧХ на прикладі спрямованої зовнішньої антени діректорного типу або антени типу хвильової канал, призначеної для роботи в Wi-Fi діапазоні 2400 МГц.

Для доступу до параметрів роутерів необхідно в браузері керуючого комп'ютера ввести адреси:

для 1-го Wi-Fi роутера- 192.168.1.1 та 192.168.1.254 для 2-го Wi-Fi роутера, налаштованого в режимі повторювача (repeater).

Розглянемо більш докладно алгоритм проведення вимірювань відповідно до варіанта № 1 (рис. 5.2)

Крок 1. На ПК 1 призначається ір-адреса класу С, наприклад, 192.168.1.100 після цього, за допомогою Web-браузера необхідно отримати доступ до системних налаштувань маршрутизатора шляхом введення в адресному рядку браузера 192.168.1.1 (ір-адрес роутера). При необхідності також вводиться логін і пароль.

Крок 2. На ПК 2 призначається ір-адреса класу С, наприклад, 192.168.1.101 після цього відкривається, за допомогою Web-браузера, доступ до системних налаштувань маршрутизатора шляхом введення в адресному рядку 192.168.1.254 (ір-адрес 2 роутера).

Крок 3. Виконується узгодження динамічного діапазону (ДД) приймального пристрою з ДД вхідного сигналу шляхом підбору випромінюваної потужності передавача. (Змінюється в діапазоні від 10% до 100% від максимальної потужності) 1-го Wi-Fi роутера. Після кожної зміни рівня потужності необхідно виконати команду «Застосувати» для збереження настройки. При переході з однієї частоти на іншу в процесі вимірювання АЧХ також необхідно виконати команду «Застосувати».

Зміну частоти приймача 2-го Wi-Fi роутера необхідно виконувати (за допомогою ПК 2) синхронно зі зміною частоти передавача на 1-му Wi-Fi роутер (за допомогою ПК 1).

Крок 4. Проводяться вимірювання рівня сигналу на кожній частоті (за допомогою ПК 2), за даними вимірювань будується графік ЧХ.

На рисунку 4.3 показаний приклад вимірної ЧХ семіелементної антени типу хвильової канал, розрахованої на центральну частоту 2450 МГц.

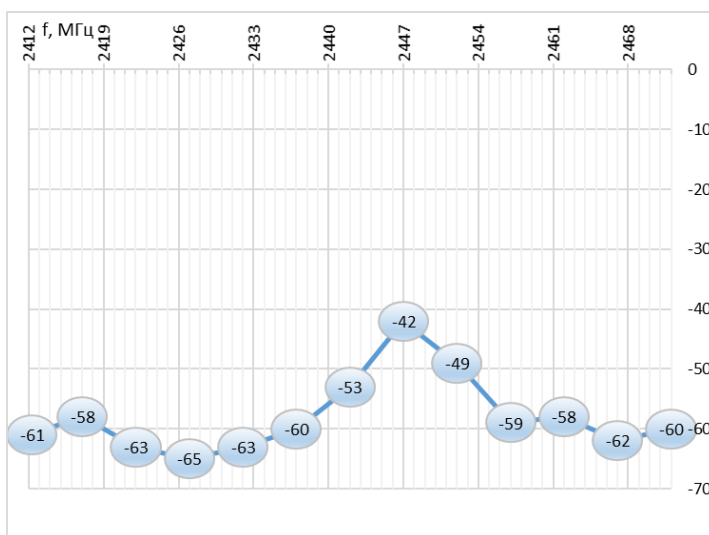


Рисунок 4.3 – Приклад ЧХ (по осі Y та на точках показані значення рівня сигналу на вході приймача в дБ / мВт)

На рисунку 4.4 показаний приклад меню налаштувань «Asus RT-G32».

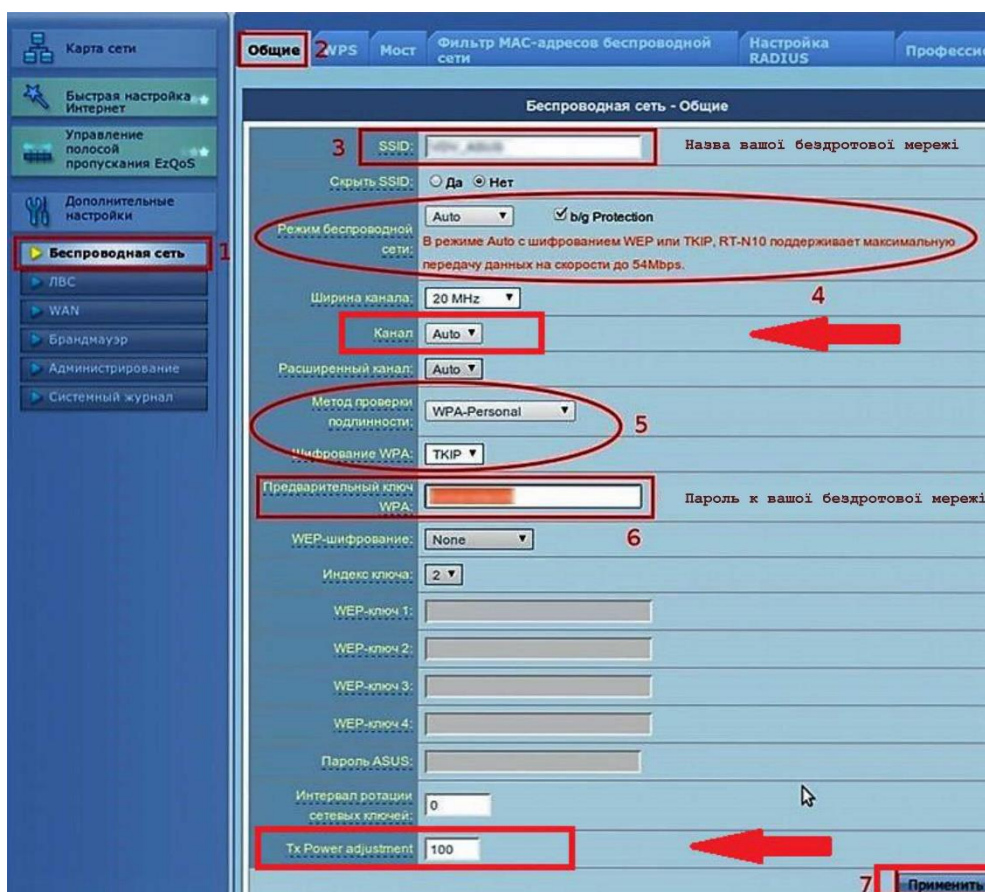


Рисунок 4.4 – Приклад меню налаштувань для роутера «Asus», модель RT-G32 (стрілками показано поля, із змінними параметрами)

Для виміру ДС використовується наступний алгоритм:

Крок 1. Встановлюється на передавачі і приймачі частота, що відповідає максимальному значенню рівня сигналу, визначена за

результатами вимірювання ЧХ.

Крок 2. Проводиться поворот передавальної антени А1 в азимутальній площині на заданий кут і фіксується відповідне значення рівня сигналу.

Повторюється крок 2 до вимірювання всієї характеристики.

По вимірним даними кута повороту в азимутальній площині і рівня сигналу будується графік ДС. На рис. 5.5 показаний приклад вимірної ДС семіелементної антени хвильової канал.

Алгоритм проведення вимірів відповідно до варіанту 2 (рис. 5.2) проводиться аналогічно, однак з віддаленого комп'ютера здійснюється дистанційний послідовний контроль як маршрутизатора передавальної частини, так і приймальної.

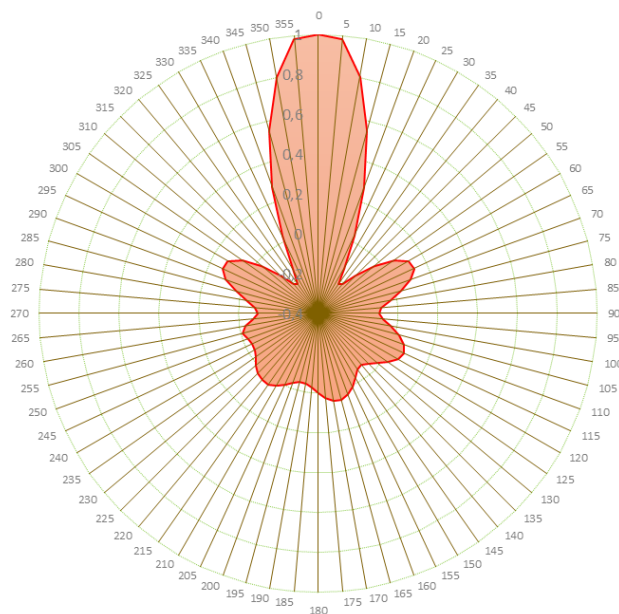


Рисунок 5.5 – Діаграма спрямованості семіелементної антени типу хвильовий канал, розрахованої на центральну частоту 2450 МГц

Слід зазначити, що за допомогою численних кросплатформених конструкторів додатків, наприклад, QT-Creator, Google App Inventor і т.д. легко розробити мобільний додаток під Android, Windows або IOS, який дозволить користувачеві провести автоматичне вимірювання ЧХ досліджуваної антени за допомогою мобільного телефону, планшетного ПК або стаціонарного ПК з Wi-Fi модулем.

4.2 Алгоритм визначення розмірів зони обслуговування залежно від енергетичних характеристик радіомодемів

Для попереднього грубого визначення геометричних розмірів зони обслуговування і підбору необхідних параметрів приймально-передавальних антен зручно використовувати безкоштовний онлайн сервіс <http://iwcalculator.moxa.com/>.

Головне меню онлайн калькулятора параметрів зони обслуговування бездротової WLAN мережі, розробленого фахівцями фірми «МОХА» наведено на рисунку 4.6.

The screenshot shows the main menu of the iwcalculator.moxa.com online calculator. It is organized into three columns: Device A, Path, and Device B. Each column has several input fields for configuring the calculation. The Device A and Device B sections include fields for Model Name, Frequency, Data Rate, Required RX Sensitivity, TX Power, Antenna Gain, RF Cable Loss, and RX Signal Strength. The Path section includes fields for Distance, Free Space Loss (Path Loss), and Reserved Safety Factor. At the bottom of the interface, the calculated Maximum Transmission Distance is displayed as 0.498 km, and the latest update is noted as 19082818.

Рисунок 4.6 – Головне меню онлайн калькулятора WLAN «МОХА»

За допомогою цього додатка можна визначити дистанцію на якій зберігається стійкий радіозв'язок на заданій швидкості між двома приймально-передавальними пристроями при поставлених енергетичних параметрах приймача, передавача, параметрах антени і втрати в каналі зв'язку.

Наведемо розшифрування параметрів WLAN калькулятора:

- Model Name - назва бездротового пристрою доступу, наприклад, AWK-1127- індустріальний IEEE 802.11 a / b / g бездротовий клієнт з одним RS-232/422/485 портом (Wireless Client)
- Frequency - робоча частота з діапазону 2400 МГц або 5000 МГц.
- Data Rate - необхідна швидкість обміну даними між пристроями.
- Required RX Sensitivity - необхідна чутливість приймального пристрою, що задається в децибелах по потужності.
- TX Power - потужність передавача, задається в децибелах по потужності.
- Antenna Gain - коефіцієнт посилення комбінованої антени, що задається в децибелах відносно ізотропного випромінювача або в ізотропних децибелах dBi.
- RF Cable Loss - втрати в кабелі зниження або в антенним з'єднувачі.
- RX Signal Strength - рівень сигналу на вході приймальної антени в децибелах по потужності.
- Distance - необхідна дальність зв'язку.
- Free Space Loss (Path Loss) - втрати в каналі зв'язку.
- Reserved Safety Factor - коефіцієнт запасу по рівню прийомного сигналу.

Виконаємо моделювання параметрів зони обслуговування для 2-х ідентичних по випромінюваній потужності пристроїв, одне з яких виконує функції сервера, а друге - клієнта.

Вихідні дані для моделювання складемо на підставі технічного завдання. Вихідна потужність передавача точки доступу в діапазоні 2400 МГц становить 50 мВт.

Переведемо це значення в децибели по потужності:

$$P \text{ дБм} = 10 \text{Log}_{10} P(\text{мВт}) = 10 \text{Log}_{10} 50 \cdot 10^{-3} = 17 \text{ дБм}$$

Початкові дані для моделювання:

- Frequency = 2412 МГц;
- Data Rate = 24 Мбіт / сек.
- TX Power = 17 дБм.
- Antenna Gain = 2 дБі (ненаправлена антена).
- RF Cable Loss = 1 дБ (значення за замовчуванням).
- Distance = 1 км (цільове значення для моделювання).
- Free Space Loss (Path Loss) = 100 дБ.
- Reserved Safety Factor = 6 дБ (коефіцієнт запасу).

Результати розрахунку параметрів зони видимості показані на рисунку 4.7.

Device A	Path	Device B
Model Name AWK-1121		Model Name AWK-1121
Frequency 2.4 GHz 2412 MHz		Frequency 2.4 GHz 2412 MHz
Data Rate 24 Mbps		Data Rate 24 Mbps
Required RX Sensitivity -84 dbm	Distance 1 km	Required RX Sensitivity -84 dbm
TX Power 17 dBm	Free Space Loss (Path Loss) 100 (dB)	TX Power 17 dBm
Antenna Gain Custom 2 dBi	Reserved Safety Factor (1/4), Less cont 6 dB	Antenna Gain Custom 2 dBi
RF Cable Loss A-CRF-NMNM-LL4-300 1 dB		RF Cable Loss A-CRF-NMNM-LL4-300 1 dB
RX Signal Strength -87 dBm		RX Signal Strength -87 dBm
Maximum Transmission Distance (Based on all aboved input values): 0.704 km		
Latest update: 19082818		

Рисунок 4.7 – Результати моделювання зони впевненого прийому в умовах «без перешкод» за допомогою WLAN калькулятора «МОХА»

Відповідно до проведеного моделювання в умовах прямої видимості і при відсутності радіоперешкод, максимальний радіус зони обслуговування

може досягати 700 м. При цьому необхідна чутливість радіоприймальних трактів повинна бути не нижче -87 дБм, а для обраних маршрутизаторів вона становить -84 дБм. На відстані 500 м всі вимоги до чутливості приймачів виконуються.

За допомогою інструменту під назвою «Display Transmission Distance Chart», що входить до складу калькулятора, побудуємо графік залежності швидкості передачі даних від відстані між пристроями (рисунок 4.8)

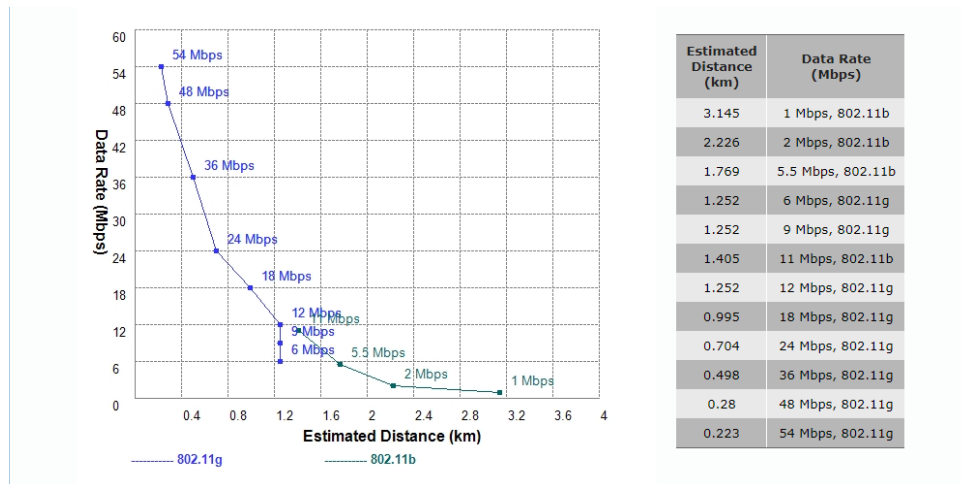


Рисунок 4.8 – Залежність швидкості передачі даних від відстані між пристроями на частоті 2412 МГц.

Згідно з результатами моделювання, при ненаправленій антени, відсутності радіозавад і перешкод для поширення радіохвиль обмін даними на максимальній швидкості 54 Мбіт / сек можливий на відстанях до 200 м.

Нижче наведена таблиця 4.1 - втрати ефективності сигналу Wi-Fi при проходженні через різні середовища. Значення не абсолютні, а приблизні, наведені для бездротової мережі, що працює в частотному діапазоні 2,4 ГГц.

Таблиця 4.1 – Втрати ефективності сигналу Wi-Fi при проходженні через різні середовища

Перешкода	Додаткові втрати (DB)	ЕФЕКТИВНА відстань
Відкритий простір	0	100%
Вікно без тонування (відсутнє металізоване покриття)	3	70%
Вікно з тонуванням (Металізовані покриття)	5-8	50%
Дерев'яна стіна	10	30%
Міжкімнатна стіна (15,2 см)	15-20	15%
Несуча стіна (30,5 см)	20-25	10%
Бетонна підлога / стеля	15-25	10-15%
Монолітне залізобетонне перекриття	20-25	10%

Ефективна відстань - означає зменшення радіуса дії сигналу Wi-Fi після проходження відповідної перешкоди в порівнянні з відкритим простором. Наприклад, якщо на відкритому просторі радіус дії сигналу Wi-Fi = 200 м, то після проходження однієї міжкімнатної стіни він зменшиться до $200 \text{ м} * 15\% = 30 \text{ м}$. Після другої ще раз $30 \text{ м} * 15\% = 4,5 \text{ м}$. А після третьої $4,5 \text{ м} * 15\% = 0,67 \text{ м}$.

Виконаємо моделювання радіуса зони обслуговування Wi-Fi сервера при наявності перешкоди у вигляді однієї міжкімнатної стіни. Втрати величиною 20 дБ закладемо в параметр Reserved Safety Factor = 20 dB.

Результати розрахунку параметрів зони видимості с перешкодою і введеними початковими даними показані на рисунку 4.9.

Device A	Path	Device B
Model Name AWK-1121		Model Name AWK-1121
Frequency 2.4 GHz 2412 MHz		Frequency 2.4 GHz 2412 MHz
Data Rate 24 Mbps	Distance 0.12 km	Data Rate 24 Mbps
Required RX Sensitivity -84 dbm	Free Space Loss (Path Loss) 81.6 (dB)	Required RX Sensitivity -84 dbm
TX Power 17 dBm	Reserved Safety Factor Custom 20 dB	TX Power 17 dBm
Antenna Gain Custom 2 dBi		Antenna Gain Custom 2 dBi
RF Cable Loss A-CRF-NMNM-LL4-300 1 dB		RF Cable Loss A-CRF-NMNM-LL4-300 1 dB
RX Signal Strength -83 dBm		RX Signal Strength -83 dBm
Maximum Transmission Distance (Based on all aboved input values): 0.14 km		
Latest update: 19082818		

Рисунок 4.9 – Результати моделювання зони впевненого прийому в умовах «з 1-й перепоною» за допомогою WLAN калькулятора «МОХА»

Радіус зони обслуговування з перешкодою у вигляді 1-го міжкімнатного перекриття становить приблизно 140 м при швидкості передачі даних 24 Мбіт / сек.

Побудуємо графік залежності швидкості передачі даних від відстані між пристроями за умови наявності перешкоди (рисунок 5.10)

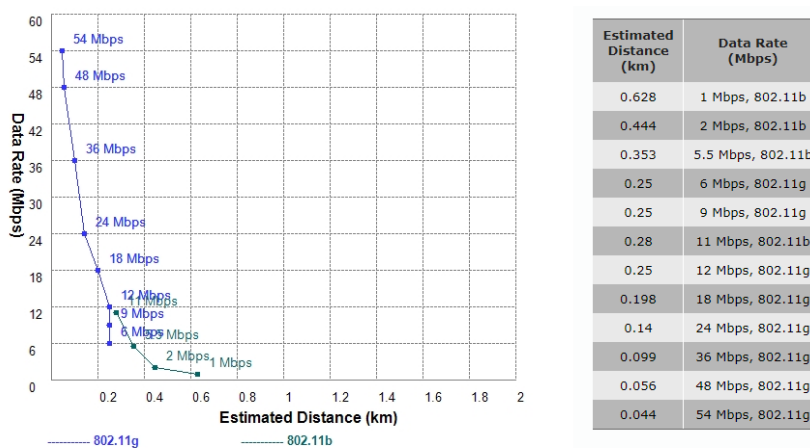


Рисунок 4.10 – Залежність швидкості передачі даних від відстані між пристроями на частоті 2412 МГц і наявності перешкоди з ослабленням сигналу 20 дБ.

Аналіз результатів моделювання показав, що радіус зони обслуговування на швидкості 54 Мбіт / сек при наявності перешкоди зменшився до 4.4 м.

Збільшення радіусу зони покриття мережі можна домогтися застосуванням спрямованої антени.

Проведемо моделювання для визначення радіуса зони обслуговування при наявності перешкоди із застосуванням антен, які мають коефіцієнт посилення 7 дБі.

Результати розрахунку параметрів зони видимості с перешкодою і направленою антеною показані на рисунку 5.11.

Як видно з отриманих результатів, застосування спрямованих антен дозволило істотно збільшити дальність зв'язку при заданій швидкості передачі даних (24 Мбіт / сек) - зі 140 м до 440 м.

Device A	Path	Device B
Model Name AWK-1121		Model Name AWK-1121
Frequency 2.4 GHz 2412 MHz		Frequency 2.4 GHz 2412 MHz
Data Rate 24 Mbps		Data Rate 24 Mbps
Required RX Sensitivity -84 dbm	Distance 0.12 km	Required RX Sensitivity -84 dbm
TX Power 17 dBm	Free Space Loss (Path Loss) 81.6 (dB)	TX Power 17 dBm
Antenna Gain MAT-WDB-PA-NF-2-0708 7 dBi	Reserved Safety Factor Custom 20 dB	Antenna Gain MAT-WDB-PA-NF-2-0708 7 dBi
RF Cable Loss A-CRF-NMNM-LL4-300 1 dB (Loss)		RF Cable Loss A-CRF-NMNM-LL4-300 1 dB (Loss)
RX Signal Strength -73 dBm		RX Signal Strength -73 dBm
Maximum Transmission Distance (Based on all aboved input values): 0.444 km		
Latest update: 19082818		

Рисунок 4.11 – Результати моделювання зони впевненого прийому в умовах «з 1-й перепоною» і спрямованою антеною за допомогою WLAN калькулятора «МОХА»

Побудуємо графік залежності швидкості передачі даних від відстані між пристроями за умови наявності перешкоди і застосуванні 2-х спрямованих антен (рисунок 4.12)

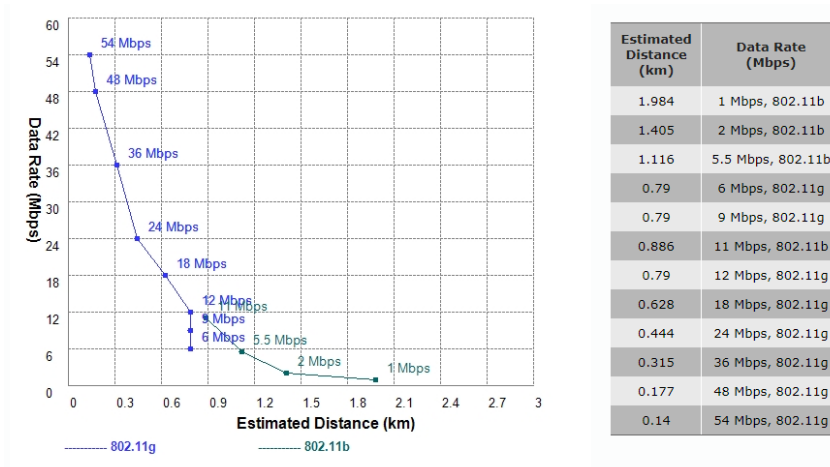


Рисунок 4.12 – Залежність швидкості передачі даних від відстані між пристроями на частоті 2412 МГц з перешкодою і 2-ма спрямованими антенами.

Радіус зони обслуговування на швидкості 54 Мбіт / сек при наявності перешкоди і застосуванні спрямованих антен виріс до 140 м.

Висновок: доцільність використання спрямованих антен в складі устаткування бездротових промислових мереж є доцільною. З недоліків такого рішення слід відзначити дещо збільшену вартість обладнання.

ВИСНОВКИ ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ

В результаті виконання кваліфікаційної роботи магістра було запропоновано нові підходи до підвищення ефективності промислових бездротових мереж.

Проведений огляд літературних джерел довів що найбільш розповсюдженою технологією яка використовується в безліцензійному діапазоні частот 2400 МГц є технологія OFDM чи технологія мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.

Було встановлено, що основні шляхи щодо підвищення ефективності промислових мереж полягають в підборі антен з потрібним коефіцієнтом підсилення в залежності від потрібного радіусу зони обслуговування при наявності перешкод і виборі оптимально режиму каналної модуляції для забезпечення потрібної завадостійкості.

В роботі розроблені:

- методика оцінювання спрямованих властивостей приймально-передавальних антен в реальних умовах розгортання промислових мереж;
- методика оптимізації спрямованих характеристик антен серверної та клієнтської частин мережі за допомогою безкоштовної онлайн системи моделювання від фірми «МОХА»;
- розроблена імітаційна модель типового модему з OFDM модуляцією та проведено дослідження завадостійкості в умовах Гаусовської та Релеєвської моделей каналу зв'язку. Було встановлено найбільш завадостійкі види каналної модуляції ортогональних піднесучих частот.

Всі вимоги технічного завдання виконані у повному обсязі.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- 1 Филимонов, А.Ю. Построение мультисервисных сетей Ethernet / А.Ю. Филимонов. – СПб.: БХВ – Петербург, 2007. – 592 с.
- 2 Олифер, В.Г. Компьютерные сети: принципы, технологии, протоколы: учебник для ВУЗов / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 2004. – 864 с.
- 3 Промислова мережа [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [\[URL\]:https://uk.wikipedia.org/wiki/Промислова_мережа](https://uk.wikipedia.org/wiki/Промислова_мережа)
- 4 Промышленные беспроводные сети: какую выбрать? [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [\[URL\]:https://habr.com/ru/company/phoenix_contact/blog/441146](https://habr.com/ru/company/phoenix_contact/blog/441146)
- 5 А.Д. Яманов, Д.А. Алевский, А.Е. Плеханов. Технология развертывания локальных беспроводных радиосетей ZigBee в системах промышленной автоматизации и диспетчеризации // «ИСУП». 2011. № 6 (36). С. 26–32
- 6 Дианов И., Яманов А. Комплексные решения по GPRS-связи в системах промышленной автоматизации и диспетчеризации // «Беспроводные технологии». 2010. № 4.
- 7 Пупена О. М., Ельперін І. В., Луцька Н. М., Ладанюк А. П. Промислові мережі та інтеграційні технології в автоматизованих системах. Навчальний посібник. – К.: Ліра-К, 2011. – 500с. ISBN 978-966-2174-13-7
- 8 Захарченко М. В. Системи передавання даних. – Т. 1: Завадостійке кодування: підручник / М.В. Захарченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 448 с.
- 9 Вишне夫斯基 В., Портной С. Энциклопедия WIMAX. Путь к 4G / М.: Техносфера, 2009. – 472с.
- 10 Сюваткин В., Есипенко В. WIMAX – технология беспроводной связи / СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 368с
- 11 Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных: Пер. с англ. –

М.: Мир, 1989. – 544 с.

12 Поповский В. В. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах: учебник / В.В. Поповский, В.Ф Олейник. – Х. ООО «Компания СМИТ», 2011. – 362 с.

13 Математичні основи оптимізації телекомунікаційних систем: підручник / [М. В. Захарченко, С. М. Горохов, М. М. Балан та ін.]; за заг. ред. М. В. Захарченка. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2010. – 240 с.

14 Телекоммуникационные системы и сети: учебное пособие. В 3 томах. Том 2 – Радиосвязь, радиовещание, телевидение / Катунин Г.П., Мамчев Г.В. и др. – М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 672 с.

15 Industrial Ethernet [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:https://uk.wikipedia.org/wiki/Industrial_Ethernet

16 О промышленных сетях - без формул и диаграмм [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:<https://avtprom.ru/o-promyshlennykh-setyakh-bez-formul-i-di>

17 Проектирование и техническая эксплуатация цифровых систем и сетей: учебное пособие для вузов / [Е. Б. Алексеев, В. Н. Гордиенко, В. В. Крухмалев и др.]; под ред. В. Н. Гордиенко и М. С. Тверецкого. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 392 с.

18 Rueppel R. A. Stream Ciphers in Contemporary Cryptology: The Science of Information Integrity, G. Simmons, ed., IEEE Press, 1993. – 232 р.

19 Положення про підготовку та захист випускних кваліфікаційних робіт бакалаврів та магістрів: методичний посібник / – Одеса: ОНПУ, 2019. – 69 с.

20 Загальні принципи побудови комп'ютерних мереж і основні визначення. Загальні відомості про мережі, принципи побудови комп'ютерних мереж. [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:<https://tdelegia.ru/uk/iron/obshchie-principy-postroeniya-kompyuternyh-setei-i-osnovnye/>.

21 Комп'ютерні мережі 1.Локальні комп'ютерні мережі. Методичні вказівки до комп'ютерного практикуму. [Текст] / Уклад.: О.Ю. Кулаков, Р.Ю.Берест – К.: НТУУ «КПІ», 2012. – 164 с.

22 Список стандартів протоколу іеее 802.11 бездротової мережі. Усі існуючі стандарти Wi-Fi-мереж. Стандарт IEEE 802.11 (Wi-Fi). [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]: <https://wisemotors.ru/uk/facts--how-is-android/spisok-standartov-protokola-ieee-802-11-besprovodnoi-seti-vse-sushchestvuyushchie/>.

23 11 b g n дозволить. Wi-Fi для початківців: стандарти. [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:<https://sangimarket.ru/uk/security/11-b-g-n-pozvolit-wi-fi-dlya-nachinayushchih-standarty-takzhe-vam-ponravlyatsya/>.

24 Побудова мереж за технологією ethernet 1000base t. Розробка інтегрованої мережі доступу на базі технологій Ethernet і Wi-Fi. [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:<https://totrdlo.ru/uk/postroenie-setei-po-tehnologii-ethernet-1000base-t-razrabotka.html>.

25 Технологія Ethernet та кабельні мережі. Все, що ви хотіли знати про Ethernet кадри, але боялися запитати, і не дарма. [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:<https://lab-music.ru/uk/tehnologiya-ethernet-i-kabelnye-seti-vs-cho-vy-hoteli-znat-o/>.

26 Виявлення колізії – студопедія. . [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]: <https://ua.waykun.com/articles/vijavlennja-kolizii-studopedija.php>.

27 Проект високошвидкісної локальної обчислювальної мережі підприємства. . [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]:http://bukvar.su/informatika_programmirovanie/175162-Proekt-vysokoskorostnoiy-lokal-noiy-vychislitel-noiy-seti-predpriyatiya.html

28 Основи мереж цифрового радіозв'язку і радіодоступу нового покоління. [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]: http://www.dut.edu.ua/uploads/1_864_32599406.pdf.

29 ПОЛІТ. Сучасні проблеми науки. Аеронавігаційні системи. Електроніка та аерокосмічні системи управління: тези доповідей XIV міжнародної науковопрактичної конференції молодих учених і студентів, м. Київ, 2-3 квітня 2014 р., Національний авіаційний університет / редкол.: М.С. Кулик [та ін.]. – К.: НАУ, 2014. – 179 с.

30 Телекомунікаційні технології. Телекомунікаційні системи. [Електронний ресурс]. – Електронні дані. – Режим доступу: [URL]: <https://newtravelers.ru/uk/tp-link/telekommunikacionnye-tehnologii-telekommunikacionnye-sistemy-osnovoilyuboi.html>

ДОДАТОК А**ПЕРЕЛІК КОПІЙ ДЕМОНСТРАЦІЙНОГО МАТЕРІАЛУ**

- Аркуш 1 – Промислова Wi- Fi.
- Аркуш 2 – Постановка задачі.
- Аркуш 3 – Оптимізація за критерієм мінімуму вартості при заданій швидкості передачі даних і радіусі зони обслуговування.
- Аркуш 4 – Оптимізація за критерієм максимальної швидкості передачі даних при заданій відстані.
- Аркуш 5 – Модель OFDM
- Аркуш 6 – Вплив виду модуляції на смугу пропускання
- Аркуш 7 – Результати моделювання. Підсумкова завадостійкість гауссівської та релеївської моделі каналу
- Аркуш 8 – Аналіз параметрів сигналу і оптимізація розміщення обладнання за допомогою вбудованих в роутери аналізаторів рівня сигналу
- Аркуш 9 – Висновки та рекомендації

ДОДАТОК Б**ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОБЛАДНАННЯ В ЗОНІ
ОБСЛУГОВУВАННЯ WLAN ЗА ДОПОМОГОЮ MOXA CALCULATOR**

Б.1 Оптимізація за критерієм мінімуму вартості при заданій швидкості передачі даних і радіусі зони обслуговування

Алгоритм № 1

- Крок 1. Введення робочої частоти, потужності передавача, бажаної відстані, загасання в перешкоді і швидкості передачі даних.
- Крок 2. Вибір антени з коефіцієнтом посилення 2 дБи (ненаправлена антена).
- Крок 3. Розрахунок параметрів зони обслуговування.
- Крок 4. Отримана швидкість передачі $>$ = необхідної швидкості передачі? Так
-> перехід на крок 5. Ні -> вибір антени з коефіцієнтом посилення
 $K_u = K_u + 1$ dBi, перехід на крок 3
- Крок 5. Рівень сигналу в точці прийому $>$ рівня чутливості приймача? Так ->
крок 6, Ні -> вибір антени з коефіцієнтом посилення $K_u = K_u + 1$
dBi, перевірка $K_u < 9$ dBi якщо Так -> перехід на крок 3 якщо Ні ->
крок 6
- Крок 6. Друк оптимізованих результатів - відстань, рівень сигналу в точці прийому, швидкість обміну даними, тип антени (коефіцієнт підсилення), необхідна чутливість приймача.

Б.2 Оптимізація за критерієм максимальної швидкості передачі даних при заданій відстані.

Алгоритм № 2

- Крок 1. Введення робочої частоти, потужності передавача, бажаної відстані, загасання в перешкоді і швидкості передачі даних.
- Крок 2. Вибір антени з максимальним коефіцієнтом підсилення 8дБи
- Крок 3. Розрахунок параметрів зони обслуговування.
- Крок 4. Отримана швидкість передачі $> =$ необхідної швидкості передачі? Ні - $>$ перехід на крок 5. Так $->$ вибір антени з коефіцієнтом посилення $K_u = K_u - 1\text{ дВі}$, Перевірка $K_u > = 2\text{дВі}$? Так $->$ перехід на крок 3. Ні $->$ перехід на крок 6.
- Крок 5. Рівень сигналу в точці прийому $>$ рівня чутливості приймача? Так $->$ крок 6, Ні $->$ вибір антени з коефіцієнтом посилення $K_u = K_u + 1\text{ дВі}$, перевірка $K_u < 9\text{ дВі}$ якщо Так $->$ перехід на крок 3, якщо Ні $->$ крок 6
- Крок 6. Друк оптимізованих результатів - відстань, рівень сигналу в точці прийому, швидкість обміну даними, тип антени (коефіцієнт підсилення), необхідна чутливість приймача.