

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

## ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий ( Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Методи каналного кодування у телекомунікаційних системах з OFDM

ДРТМІТ. 2015040.01.04.ПЗ

Виконав: студент 2 курсу, група ТР<sub>м</sub>-20-1



підпис

Д.В. Новіков

Ініціали, прізвище

Керівник: д-р техн. наук, проф.



підпис

Ю.М. Бойко

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, доц.



підпис

С.К. Підченко

Ініціали, прізвище

3 12 2021 р.

Хмельницький, 2021

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікації, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою



« 01 » 09 2021р.

## ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Новікову Дмитрові Вадимовичу

1 Тема роботи: Методи канального кодування у телекомунікаційних системах з OFDM

керівник роботи Бойко Юлій Миколайович, д.т.н, професор.

Затверджено наказом по університету від «25» серпня 2021р. № 102.

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 03.12.2021р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: полягає у розробці методик забезпечення завадостійкості піднесучих сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів в умовах реального комплексу завод.

Предметом дослідження є способи та методи побудови моделей пристроїв кодування та синхронізації сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів.

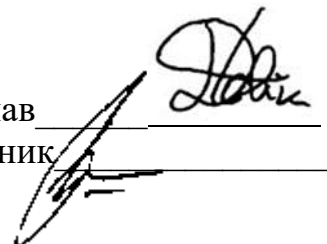
Об'єктом дослідження є процес передавання, обробки та декодування сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів у телекомунікаціях за умов складної заводої обстановки.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

1 Математичний опис сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. 2 Формування та обробка сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. 3 Методика підвищення завадостійкості систем мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів з ефективним кодуванням. 4 Дослідження умов забезпечення ортогональності піднесучих при синхронізації МОЧРК-сигналів. Висновки.

Завдання отримав

Науковий керівник



## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) дипломної роботи	Строк виконання етапів дипломної роботи	Примітка
1	Вступ. Математичний опис сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів	21.09.2021	Вик.
2	Формування та обробка сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів	12.10.2021	Вик.
3	Методика підвищення завадостійкості систем мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів з ефективним кодуванням	30.10.2021	Вик.
4	Дослідження умов забезпечення ортогональності піднесучих при синхронізації МОЧРК-сигналів	12.11.2021	Вик.
5	Висновки. Презентаційні матеріали за результатами виконання дипломної роботи.	03.12.2021	Вик.

Студент

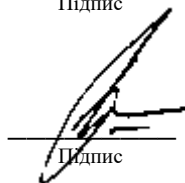


Підпис

Д.В. Новіков

Ініціали, прізвище

Керівник роботи



Підпис

Ю.М. Бойко

Ініціали, прізвище

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АБГШ (AWGN) – канал з адитивним білим гаусівським шумом;
- BER (Bit Error Rate) - коефіцієнт бітових помилок;
- ВСШ – відношення сигнал/шум;
- ДПФ – дискретне перетворення Фур'є;
- ЗДПФ – зворотне дискретне перетворення Фур'є;
- КПВП - кодування з прямим випрямленням помилок;
- КАМ-64 (64QAM) – 64-х позиційна квадратурна амплітудна модуляція;
- МЗ - міжсимвольні завади;
- МкЗ - міжканальні завади;
- МАР (АМАКС) - алгоритм декодування за допомогою апостеріорного максимуму;
- РСЗК - рекурсивний систематичний згортковий кодер;
- РС – код Ріда-Соломона;
- ПК – функція “припіднятий косинус”;
- ПМП – приймач максимальної правдоподібності;
- ПТ – пілотний тон (пілотний сигнал);
- НС – нелінійні спотворення;
- НЗ – нульове заповнення;
- OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) – мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (МОЧРК);
- РЗН – рівень результуючих завад між несучими;
- СКК – сигнально-кодові конструкції;
- СЩП – спектральна щільність потужності;
- СКО - середньоквадратична помилка;
- ТК – турбо-код;
- ФМ-4 (QPSK або КАМ-4) – квадратурна фазова модуляція;
- ЦП – циклічний префікс;
- ЦС – циклічний суфікс.

## ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень.....	5
Вступ.....	6
1 Математичний опис сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.....	14
1.1 Опис технології частотного мультиплексування каналів в телекомунікаційних системах .....	14
1.2 Математична модель сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів .....	16
1.3 Ідентифікація сигналів у телекомунікаційних каналах з мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.....	27
1.4 Математичний опис нелінійного детектора .....	33
Висновки по розділу 1.....	37
2 Формування та обробка сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів .....	39
2.1 Формування розгорнутої блок-схеми системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.....	39
2.2 Методика підвищення завадостійкості символів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.....	44
2.3 Визначення ймовірності бітової помилки у системі передачі із мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.....	53
Висновки по розділу 2.....	57
3 Методика підвищення завадостійкості систем мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів з ефективним кодуванням .....	58

	4
3.1 Проблематика та постановка завдання на дослідження .....	58
3.2 Розробка схеми кодування з прямим виправлення помилок в каналі мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів .....	59
3.3 Дослідження продуктивності каналів МОЧРК з каскадним кодуванням .....	67
Висновки по розділу 3.....	76
4 Дослідження умов забезпечення ортогональності піднесучих при синхронізації МОЧРК-сигналів .....	77
4.1 Формулювання проблеми та постановка завдання на дослідження .....	77
4.2 Оцінка умов забезпечення символної синхронізації МОЧРК-сигналів .....	78
4.3 Схемотехнічні особливості системи синхронізації сигналів МОЧРК.....	88
4.4 Дослідження помилок тактової синхронізації в каналі МОЧРК.	97
Висновки по розділу 4.....	101
Висновки.....	102
Перелік джерел посилання.....	104
Додаток А Матеріали апробації наукових результатів отриманих у дипломній роботі .....	108
Додаток Б Презентаційні матеріали за результатами виконання дипломної роботи .....	121

## ВСТУП

### **Актуальність теми.**

В процесі впровадження технології LTE (Long-Term Evolution) були сформовані основні вимоги до систем четвертого і п'ятого поколінь мобільного зв'язку (4G, 5G) [1-11]. Формування цих вимог обумовлювалось наявністю нових типів послуг які користувач буде вимагати у наступних додатках. В цьому випадку, послуги передачі даних стануть відігравати значну роль в порівнянні з передачею чистого голосу і зокрема за рахунок актуального запиту користувачів на мобільні IP-додатки. Затребуваними стає високошвидкісна передача даних 100Мбіт/с і вище, яка крім того повинна бути доступною у випадку високої мобільності та високих швидкостях транспортних засобів. Підвищується актуальність надання асиметричних послуг передачі даних між висхідною та низхідною лінією передачі даних, коли переважним сценарієм стає випадок передачі низхідною лінією більшого трафіку, а отже застосовується більша швидкість у порівнянні з висхідною лінією.

Для виконання всіх цих детальних системних вимог метод передачі OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing - мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (МОЧПК)) [2], який застосовується у широкосмуговому радіоканалі, був обраний як ефірний інтерфейс для низхідної лінії зв'язку в рамках стандартизації четвертого і п'ятого поколінь бездротових систем завдяки його гнучкості та адаптивності у технічному дизайні системи. З наведених вище міркувань, це вже стає очевидним, що система радіопередачі для 4G та 5G [8] повинна забезпечувати велику гнучкість та адаптивність на різних рівнях, починаючи від найвищого рівня (вимоги програми) до найнижчого рівня (середовища передачі, фізичного рівня, тобто рівня радіоканалу) у стеку протоколів ISO-OSI (Open Systems Interconnection model - мережева модель стеку мережевих протоколів).

Середина 60-тих років минулого сторіччя стала відправною точкою в формування засад щодо використання технології частотного мультиплексування каналів з метою передавання даних [6]. Основна ідея полягала в можливості використання паралельного потоку даних під час частотного мультиплексування з піднесучими які перекриваються. Таке рішення стало досить актуальним в контексті боротьби з імпульсним завадами і багатопроменевими спотвореннями в умовах оптимального використання доступної смуги частот. Пізніше в 70-ті роки, в структуру системи з МОЧРК додали блок дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) який став частиною процесу формування сигналів і демодуляції під час паралельної передачі даних. 80-ті роки минулого сторіччя характеризуються широким практичним провадженням систем МОЧРК для надшвидкісних модемів [4] цифрового мобільного зв'язку [8] тощо. 90-ті роки відкрили можливість використання МОЧРК у надширокосмуговому зв'язку у каналах з частотною модуляцією, мобільне радіо, організації безпроводних локальних мереж, формування абонентських надшвидкісних ліній за технологіями асиметричної передачі даних, а також цифрового аудіомовлення (стандарти ADSL, VHDSL, DAB, HDTV, тощо).

У первинній схемі частотного ущільнення [6] (буде розглянута у 1-шому розділі магістерської роботи), повна смуга частот сигналу розподіляється на  $n$ -ну кількість підканалів на піднесучих які неперекриваються. Тоді кожний з каналів модулюється окремим символом і далі  $n$ -каналів мультиплекуються за частотою. Для усунення взаємного впливу та виникнення міжканальних завад слід було уникати їх частотного перекриття. Однак, такий стан речей обумовлює неефективне використання ресурсу спектру. Таким чином, вирішення проблеми підвищення ефективності частотного ресурсу відбувалось в напрямку використання частотного мультиплексування з підканалами які перекривались і рознесеними за частотою піднесучими.

Сьогодні техніка передачі МОЧРК знаходиться на стадії застосування до широкосмугових систем зв'язку, інтегрованих у середовище стільникового мобільного зв'язку.

На поточному етапі впровадження сучасних телекомунікаційних технологій застосування канального кодування відіграє ключову роль у підвищенні продуктивності каналів у яких застосовується МОЧРК [1].

Концепція організації систем МОЧРК створює передумови для підвищення ефективності канального кодування, а саме підвищення протидії у виникнення завмирань у каналах передачі. Щоб підкреслити важливу роль кодування при провадженні МОЧРК, такі системи називають кодованими МОЧРК (КМОЧРК). Головний вклад канального кодування в поєднанні з часовим та частотним перемешуванням полягає у утворенні міжбітового зв'язку в потоці даних, що передаються на окремих несучих у спектрі сигналу таким чином, що інформаційні дані які передаються в каналі із завмираннями можна поновити в приймальній апаратурі. Загалом, в цьому випадку наявність частотної вибірності створює певну перевагу у вигляді частотного рознесення. Таким чином, наявність інформації щодо стану каналу у випадку канального кодування, створює передумови для отримання певного виграшу. Саме частотна характеристика каналу поряд з відношенням сигнал/шум на піднесучих це та інформація щодо стану каналу яка утворює перевагу.

У магістерській атестаційній роботі проводиться аналіз систем з МОЧРК з метою оцінки канального кодування на підвищення завадостійкості систем з цифровою модуляцією. Паралельно в роботі порівнюється ефективність сигнально-кодових конструкцій на основі згорткових і турбо-кодів у випадку їх застосування в МОЧРК [5]. Окремо досліджено ефективність МОЧРК-системи у випадку багатопроменевого каналу із завмираннями. Досліджено умови забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-систем. Дослідження проводились в каналах з використання цифрової фазової маніпуляції різного порядку.

Отже, негайна потреба у розв'язанні актуальних завдань теоретико-прикладного впровадження сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів у телекомунікаційних системах, формує надважливу *науково-технічну задачу* яка полягає у формуванні аналітичних моделей опису каналів з ортогональним частотним мультиплексуванням в багатопробеневиx каналах за наявності завмирань, розробці методик оптимального вибору форми сигналів, застосуванні практики використання кодів з прямим виправленням помилок, оптимізації системи синхронізації приймальних засобів з метою ефективної ідентифікації сигналів в інформаційних системах, що є суттю актуальності завдань які вирішувались у магістерській дипломній роботі.

Дипломна магістерська робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних літературних джерел та додатків.

В **першому** розділі дипломної роботи здійснено опис технології частотного мультиплексування каналів в телекомунікаційних системах. Формалізовано математичну модель сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Описано методику ідентифікації сигналів у телекомунікаційних каналах мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Проведено математичний опис нелінійного детектора.

В **другому** розділі дипломної роботи приведено результати формування розгорнутої блок-схеми системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Описано методику підвищення завадостійкості символів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Приведено експериментальні результати щодо визначення ймовірності бітової помилки у системі передачі із мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.

В **третьому** розділі магістерської роботи, представлено методику підвищення завадостійкості систем мультиплексування з ортогональним

частотним розділенням каналів з ефективним кодуванням. Проведено розробку схеми кодування з прямим виправлення помилок в каналі мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Представлено експериментальні результати визначення ефективності кодів з прямим виправлення помилок в каналах з МОЧРК-сигналами.

У **четвертому** розділі кваліфікаційної роботи приведено досліджено умови забезпечення ортогональності піднесучих при синхронізації МОЧРК-сигналів. Здійснено оцінку умов забезпечення символної синхронізації МОЧРК-сигналів. Розглянуто схемотехнічні особливості системи синхронізації сигналів МОЧРК. Наведено результати дослідження помилок тактової синхронізації в каналі МОЧРК.

Висновки містять загальні результати по розділах роботи та результати виконання завдань наведених у вступі.

**Мета роботи:** розробка методик забезпечення завадостійкості піднесучих сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів в умовах реального комплексу завод.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити такі **завдання:**

- провести аналіз методик та алгоритмів формування та оброблення сигналів МОЧРК;
- здійснити формалізацію математичних моделей каналів з МОЧРК-сигналами в умов реального формату заводових впливів;
- розробити методику ідентифікації сигналів у телекомунікаціях з МОЧРК-сигналами визначенням змін ймовірності виникнення бітових помилок в таких системах за рахунок спотворень пов'язаних з впливом на збереження ортогональності окремих піднесучих;
- вдосконалити методику передспотворення спрямовану на усунення нелінійності підсилювача передавача шляхом інвертування та методику нелінійного детектування на основі оцінки гіпотез бітових рішень які наближаються до границі щодо прийняття рішення для ідентифікації багатопозиційних сигналів;

- провести оптимізацію методики підвищення завадостійкості МОЧРК-символів у багатопроменевого каналу зміною конструкції захисного інтервалу;

- розробити та довести експериментально ефективність методики підвищення завадостійкості приймання сигналів в каналі з МОЧРК в умовах вибіркового завмирань і багатопроменевого розповсюдження шляхом застосування методів завадостійкого каскадного кодування.

- обґрунтувати механізми вирішення проблеми забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-сигналів в умовах міжсимвольної і міжканальної інтерференції на основі формування схеми синхронізації з пілот-сигналами.

**Об'єкт дослідження:** процес передавання, обробки та декодування сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів у телекомунікаціях за умов складної завадової обстановки.

**Предмет дослідження:** способи та методи побудови моделей пристроїв кодування та синхронізації сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів.

**Наукова новизна отриманих результатів.** В роботі отримано такі наукові результати:

*вперше:*

- запропонована методика побудови каналу передавання сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів на основі каскадної кодової конструкції. Описана методика на відміну від існуючих ґрунтується на поєднанні багатопозиційних сигналів з каскадним кодом на основі турбо-коду для усунення ефекту насичення і отриманні продуктивності на рівні  $10^{-9}$ .

*дістали подальшого розвитку:*

- методика підвищення завадостійкості символів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів зміною конструкції символу сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів. Розвиток методики полягає у формуванні вимог до виду та тривалості

захисного інтервалу символів для зменшити впливу завмираннями внаслідок багатопроменевого їх розповсюдження

- методика ідентифікації сигналів у телекомунікаційних каналах з мультиплексуванням ортогональним частотним розділенням каналів. Сутність вдосконаленої методики полягає у розробці принципів побудови приймача з ідентифікацією бітових посилок для випадку, коли існує наближення до порогу прийняття рішення на основі формування гіпотез.

- механізми забезпечення умов синхронізації сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів в умовах зрив ортогональності під впливом міжсимвольних і міжканальних завад. Запропоновані вдосконалення торкаються аспектів формування схеми синхронізації на основі пілотних-сигналів.

*Практична цінність отриманих результатів.*

Запропонована розгорнута схема формування та обробки сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів, яка дозволила сформулювати вимоги до складових пристроїв в умовах багатопроменевості і завмирань. Дані рекомендації щодо механізмів побудови приймальних пристроїв для оптимізації умов ідентифікації сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів за наявності складної завадової ситуації.

Досліджено аспекти практичного вибору конструкції сигналу мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів зміною форми та тривалості захисного інтервалу врахуванням інтенсивності та типу звади.

Дані практичні рекомендації щодо вибору форми сигнально-кової конструкції сигналу мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів в умовах інтенсивних завмирань. Рекомендації торкаються деталей конструювання схем складового каскадного декодера в контексті вибору структури кодів, швидкості кодування, кількості ітераційних циклів декодування, складності схеми декодерів.

З'ясовані практичні особливості вибору конструкції сигналу мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів з пілотним тоном.

Розглянуто способи конструювання практичних схем символної та тактової синхронізації сигналів мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів за умов міжсимвольної та міжканальної інтерференції.

*Публікації.* Основні положення та основні результати магістерської дипломної роботи апробовано та відображено у статті в фаховому журналі «Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки» № 5, 2021 рік.

# 1 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС СИГНАЛІВ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

## 1.1 Опис технології частотного мультиплексування каналів в телекомунікаційних системах

Встановити лінійну незалежність ансамблю каналних сигналів можна відповідно до критерію Грама [6]: ансамбль сигналів  $S_{ki}(t)$ ,  $i = \overline{1, N}$  є лінійно незалежним на відрізку  $(0-T)$ , якщо визначник матриці Грама не дорівнює нулю, тобто якщо

$$G = \det[\alpha_{i,v}] = \begin{vmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & \dots & \alpha_{1N} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \dots & \alpha_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{N1} & \alpha_{N2} & \alpha_{N3} & \dots & \alpha_{NN} \end{vmatrix} \neq 0, \quad (1.1)$$

де кожний елемент  $\alpha_{i,v}$  являє собою скалярний добуток:

$$\alpha_{i,v} = (S_{ki}(t), S_{kv}(t)) = \frac{1}{T} \int_0^T S_{ki}(t) S_{kv}(t) dt. \quad (1.2)$$

Якщо визначник  $G = 0$ , тоді ансамбль каналних сигналів лінійно залежний, що призводить до неоднозначності розділення  $r_\lambda(t)$  на  $S_{ki}(t)$  на приймальному кінці.

Якщо  $\alpha_{i,v} = 0$  для всіх  $i \neq v$ , тоді такий ансамбль називається ортогональним, і якщо при цьому  $\alpha_{i,i} = 1$  при всіх  $i = \overline{1, N}$ , тоді такий ансамбль називають ортонормованим. З точки зору складності технічної реалізації, найбільш простий пристрій лінійного ущільнення одержують, коли у якості каналних сигналів використовують ортогональні сигнали. В цьому випадку, на основі аналізу структури багатоканального повідомлення  $r_\lambda(t)$  не важко

припустити, що ідеальний пристрій розділення каналів повинен складатися з  $N$  роздільників, причому дія оператора  $\Lambda^{-1}$  розділення для  $i$ -го каналу ( $i = \overline{1, N}$ ) повинна зводитися до виділення "свого" сигналу  $S_{ki}(t)$  та придушення на своєму виході сигналів всіх інших каналів, тобто:

$$\Lambda_i^{-1}\{r_\Lambda(t)\} = S_{ki}(t). \quad (1.3)$$

Для виконання умови (1.4) потрібно, щоб всі відгуки (імпульсні характеристики) роздільників були, з одного боку, однозначно пов'язані кожний зі своїм канальним сигналом, що передається, а з другого – взаємно ортогональні.

Телекомунікаційна система в якій кожному джерелу повідомлень відводиться для передавання окремий діапазон частот, називається системою з частотним розділенням каналів (ЧРК) [6]. Використовується і таке, коли процес формування одного агрегованого потоку з низки абонентських потоків і передача по одному каналу розглядається як мультиплексування. В цьому випадку канал передачі інформації поділяється між низкою абонентів.

Таким чином виділяють мультиплексування за частотою МЧРК (Frequency Division Multiplexing, FDM), за часом МТРК (Time Division Multiplexing, TDM) множинний доступ з кодовим поділом каналів МКРК (Code Division Multiple Access, CDMA) [10-20].

На рис. 1.1 представлено принцип частотного розділення каналів.

Нехай  $S_{ki}(t)$  та  $S_{kv}(t)$  мають відповідно спектральні щільності  $G_{ki}(j\omega)$  та  $G_{kv}(j\omega)$ , тоді на підставі властивостей перетворення Фур'є [1] напишемо:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{ki}(t)S_{kv}(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{ki}(j\omega)G_{kv}^*(j\omega)d\omega. \quad (1.4)$$

Оскільки частотні спектри  $G_{ki}(\omega)$  і  $G_{kv}^*(\omega)$  за умовою не перекриваються, тоді інтеграл в правій частині (1.4) дорівнює нулю, що доводить ортогональність сигналів, які не перекриваються за спектром.

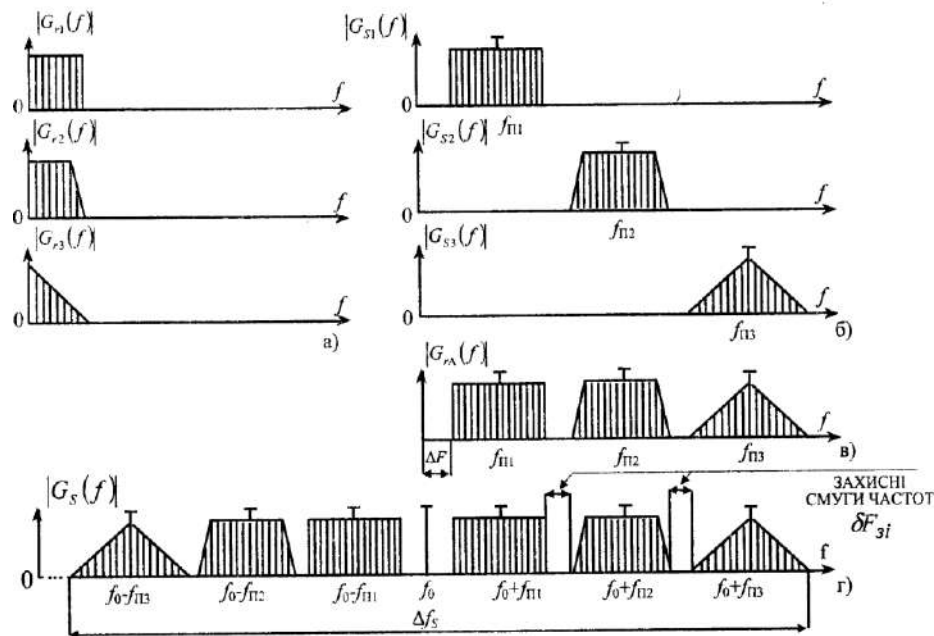


Рисунок 1.1 – Організації частотного ущільнення каналів: а – форма частотного спектру каналних повідомлень; б – частотні спектри сигналів; в – частотний спектр багатоканальних повідомлень; г частотний спектр каналних повідомлень на другому ступені модуляції

## 1.2 Математична модель сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів

У разі високошвидкісної передачі даних по радіоканалу, альтернативою класичному підходу який ґрунтується на передачі за допомогою однієї несучої, є підхід який враховує можливість передачі даних з максимальною затримкою у випадку багатопроменевого розповсюдження в порівнянні з тривалістю символу та має концепцію МОЧРК. В цьому випадку загальна ідея передавання МОЧРК полягає у розділенні всієї доступної смуги частот

пропускання на низку вузькосмугових підканалів що передаються на еквідистантних частотах.

В цьому випадку, має місце перекриття спектрів підканалів один відносно одного, однак сигнали піднесучих залишаються ортогональними [4]. Таким чином єдиний потік високошвидкісних даних поділяється на низку низькошвидкісних потоків даних для передавання підканалів. Особливість такої передачі полягає в тому, що кожен підканал модулюється індивідуально і передається одночасно у паралельному форматі.

Можемо сформувати наступну картину – МОЧРК сигнали утворено послідовністю  $N$  суміжних і ортогональних піднесучих які рознесено за частотою на певну відстань  $\Delta f$ . Усі сигнали таких піднесучих будуть взаємно ортогональними в межах тривалості символу довжиною  $T_c$ , причому відстань між піднесучими вибирається як  $T_c=1/\Delta f$  (рис. 1.2). Відмітимо, що для систем з МОЧРК тривалість символу  $T_c$  набагато більша ніж максимальне значення затримки утвореної внаслідок багатопроменевого розповсюдження  $\tau_{\text{макс}}$ . Представимо  $k$ -тий сигнал немодульованої несучої у вигляді експоненціальної функції із несучою частотою:  $k\Delta f$ ,  $S_k(t)$ ,  $k \in 0 \dots N - 1$ :

$$S_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi k\Delta f t}, & \text{для будь-яких } t \in [0, T_c] \\ 0, & \text{для будь-яких } t \in [0, T_c] \end{cases} \quad (1.5)$$

Таким чином з рис. 1.2 отримаємо, що так як смуга пропускання системи  $B$  розділена на  $N$  – вузькосмугових підканалів, тривалість символу -  $T_c$  у випадку МОЧРК буде в  $N$  разів більше ніж у випадку передачі сигналу на одній несучій частоті, яка загалом також перекриває зазначену смугу пропускання системи –  $B$ .

Звичайно, у випадку заданої смуги пропускання системи, кількість піднесучих обирають таким чином щоб тривалість символу  $T_c$  була достатньо великою в порівнянні з максимальною затримкою  $\tau_{\text{макс}}$  обумовленою явищем

багатопробеневого розповсюдження у радіоканалі. Потрібно також врахувати ту обставину, що наявний в радіоканалі вплив ефекту Доплера накладає певні обмеження на частотне рознесення  $\Delta f$  піднесучих.

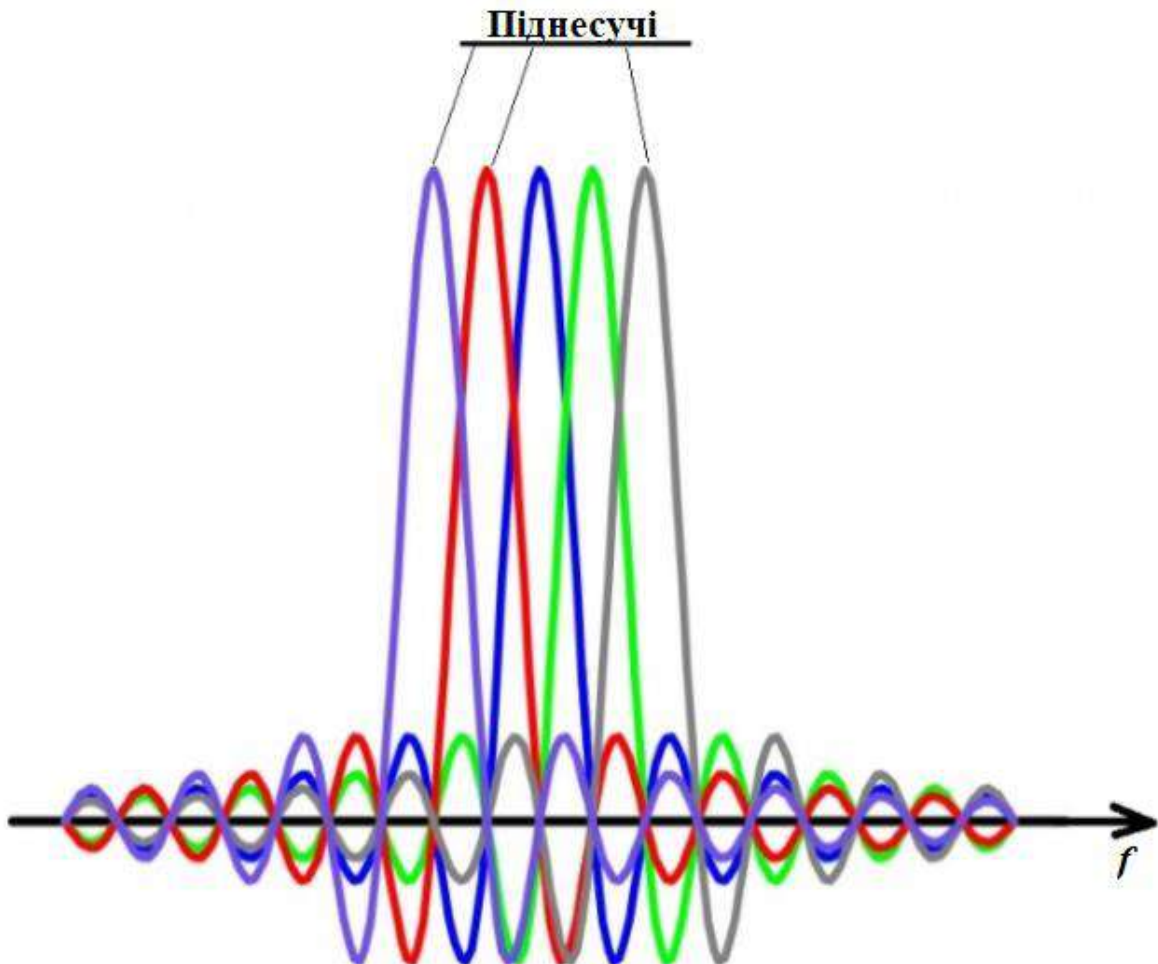


Рисунок 1.2 – Розміщення піднесучих в частотній області при формування сигналів з ортогональним частотним рознесенням каналів

Таким чином, з метою підтримання рівня результуючих завад між несучими (РЗН) на допустимому рівні, слід параметр який встановлює частотне рознесення між піднесучими, тобто  $\Delta f$ , вибрати більшим в порівнянні з максимальною доплерівською частотою  $f_{\text{Дмакс}}$ . Відповідний діапазон для вибору тривалості символу  $T_c$  можна представити наступним чином:

$$4\tau_{\text{макс}} \leq T_c \leq 0,03 \frac{1}{f_{\text{Дмакс}}} \quad (1.6)$$

З метою повного виключення впливу РЗН у випадку багатопроменивих каналів в інтервалі переходу між двома сусідніми символами для МОЧРК, тривалість сигналу  $T_c$  піднесучої  $S_k(t)$  додатково збільшується так званним циклічним префіксом (ЦП) який по суті формує захисний інтервал тривалістю  $T_p$ . Тривалість префіксу звичайно більше максимального значення багатопроменевої затримки  $\tau_{\text{макс}}$ .

$$S'_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi k \Delta f t}, & \text{для будь-яких } t \in [-T_p, T_c] \\ 0, & \text{для будь-яких } t \in [-T_p, T_c] \end{cases} \quad (1.7)$$

Потрібно також акцентувати увагу на тому, що захисний інтервал видаляється в приймачі після закінчення процедури часової синхронізації. Отже, загальна тривалість символу МОЧРК буде складати:  $T = T_c + T_p$ . Важливо акцентувати увагу на тому, що можна істотно досягти зменшення впливу РЗН у випадку МОЧРК, шляхом оптимізації вибору параметрів системи МОЧРК.

З точки зору формування математичної моделі МОЧРК, потрібно врахувати, що ортогональність усіх сигналів піднесучих повністю зберігається в приймальному тракті, навіть в частотно-залежних каналах. Таким чином, можна вважати, що радіоканал поводить себе лінійно на короткому часовому інтервалі в декілька символів МОЧРК. Враховуючи такі обставини поведінку радіоканалу можна в повній мірі описати за допомогою лінійної і інваріантної за часом моделі МОЧРК-системи, що характеризується імпульсною характеристикою -  $h(t)$ . Така картина утворює конструкцію коли сигнали піднесучих (формулою 1.1 воно були представлені у вигляді комплексних експоненціальних функцій) представляються власними функціями каналу передавання який розглядається, а отже можливій зміні піддається лише

амплітуда і фаза сигналів. В результаті усі передані по радіоканалу піднесучі залишаються ортогональними в приймальному тракті, а власне параметри радіоканалу впливають на амплітуди і фази піднесучих окремо. Частота піднесучої усіх прийнятих сигналів підканалу до уваги не береться. Отже, в цьому випадку усі сигнали піднесучих залишаються ортогональними у приймачу. Така властивість прийнятого сигналу на який накладаються усі сигнали піднесучих дозволяє такий сигнал розділити на окремі компоненти підканалів. Для вирішення такої задачі застосовується перетворення Фур'є, а будь-яка піднесуча поновлюється еквалайзером і відповідно піддається індивідуальній демодуляції у приймачах.

Потрібно зазначити, що у передавальній частині кожна піднесуча піддається модуляції незалежно і індивідуально. Позначимо комплексний символ модуляції як  $U_{n,k}$  де  $n$ -віднесемо до певному часовому інтервалу, в  $k$ -буде характеризувати номер сигналу піднесучої у символі МОЧРК який розглядається. Тоді на у часовому інтервалі який відповідає тривалості символу  $T$ , неперервний сигнал  $n$ -ного символу МОЧРК утворюється шляхом суперпозиції усіх  $N$  одночасно модульованих сигналів піднесучих.

$$u_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_{n,k} S_k(t)(t - nT), \quad (1.8)$$

Представимо повний неперервний у часі переданий сигнал який містить усі символи утворені МОЧРК наступним чином:

$$u_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} U_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f (n - nT)} \text{rect} \left( \frac{2(t - nT) + T_{\Pi} - T_c}{2T} \right), \quad (1.9)$$

Представлена математична модель МОЧРК зокрема показує, що використане прямокутне формування імпульсу застосовується для кожної піднесучої і відповідно кожного символу МОЧРК. Тоді в наслідок

прямокутної конструкції формувальних імпульсів спектри усіх піднесучих визначаються функціями sinc які еквідистантно розміщено на осі частот. Отже, наприклад для  $k$ -ї піднесучої для опису спектра можна представити наступне рівняння:

$$H_k(f) = T \text{sinc}[\pi T(f - k\Delta f)] \quad (1.10)$$

Аналіз формули (1.10) дозволяє зробити висновок, що типовий спектр МОЧРК, представляється  $N$ -ною кількістю еквідистантних sinc-функцій які мають зсув за частотою на величину яка дорівнює  $\Delta f$  (рис. 1.3).

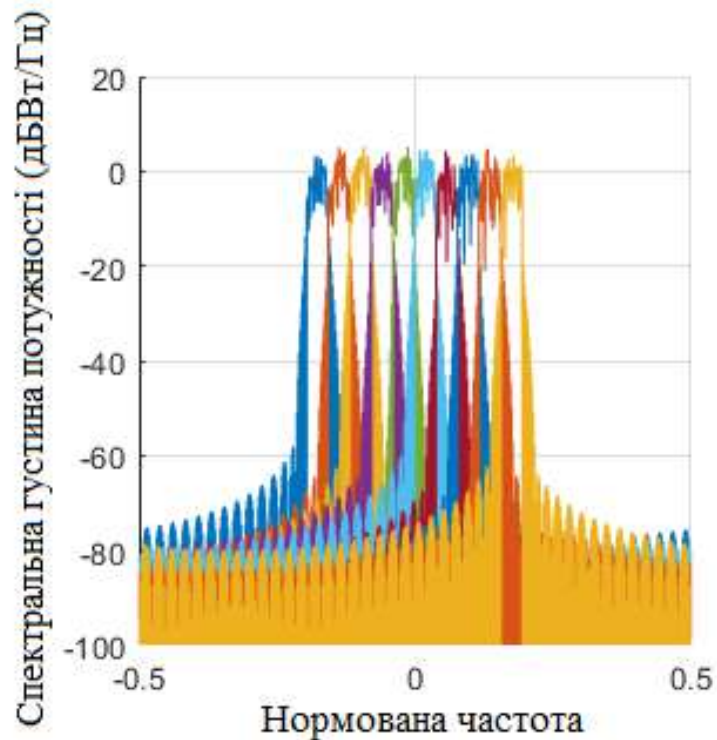


Рисунок 1.3 – Типовий спектр при формування сигналів з ортогональним частотним рознесенням каналів (10 піддіапазонів, по 20 піднесучих на кожному)

З рис. 1.3 встановлюємо, що спектри піднесучих перекриваються на осі частот, однак сигнали піднесучих залишаються ортогональними. Такий стан

речей дозволяє передані модуляційні символи  $U_{n,k}$  поновити з допомогою кореляторів на приймальному боці.

$$\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_k(t) S_l^*(t) dt = \begin{cases} 1, & k = l \\ 0, & k \neq l \end{cases} \quad (1.11)$$

$$U_{n,k} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_n(t) S_k^*(t) dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_n(t) e^{-j2\pi k \Delta f t} dt \quad (1.12)$$

де  $S_k^*(t)$  – комплексно-спряжений сигнал піднесучої.

$$\begin{aligned} Y &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_n(t) S_k^*(t) dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \sum_{m=0}^{N-1} U_{n,m} S_m(t) S_k^*(t) dt \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} U_{n,m} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_m(t) S_k^*(t) dt = \sum_{m=0}^{N-1} U_{n,m} \delta_{m,k} \\ &= U_{n,k} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Практична реалізація сформований МОЧРК сигнал  $u_n(t)$  дискретується та перетворюється у цифрову форму. Якщо використати теорему Котельникова для МОЧРК то для передачі такого сигналу у смузі пропускання  $B = N\Delta f$  дискретизація сигналу повинна здійснюватися із інтервалом  $\Delta t = \frac{1}{B} = 1/N\Delta f$ . Таким чином, окремі складові сигналу МОЧРК  $U_{n,i}, i=0,1,\dots,N-1$  представимо аналітично наступним чином:

$$u(t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (1.14)$$

$$u(i\Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f i \Delta t} \quad (1.15)$$

$$u_{n,i} = \sum_{k=0}^{N-1} U_{n,k} e^{\frac{j2\pi i k}{N}} \quad (1.16)$$

Таким чином, отримаємо, що рівняння (1.16) буде описувати зворотне дискретне перетворення Фур'є яке застосовано до комплексних модуляційних символів  $U_{n,k}$  усіх піднесучих які розміщено всередині одного символу МОЧРК (рис. 1.3).

У схемі на рис. 1.4 індивідуально модульовані сигнали піднесучих передаються паралельно як множина вузькосмугових підканалів. Таким чином, в кожному підканалі тривалість символу може бути вибрана більше за максимальну затримку яка виникає внаслідок багатопроменевого розповсюдження.

Схема на рис. 1.4 має ту особливість, що сигнали піднесучих генеруються в цифровій формі у передавачу з використанням процедури зворотного перетворення Фур'є. Це дозволяє отримати істотне перекриття спектрів підканалів в частотній області і підвищити ефективність використання смуги пропускання всієї системи загалом.

Проведемо математичний опис сигналу на приймальному боці системи. Представимо математичну модель прийнятого сигналу у вигляді згортки переданого сигналу з імпульсною характеристикою каналу  $h(t)$  і доданком який врахує вплив адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ).

$$r_n(t) = u_n(t)h_n(t) + n_n(t) \quad (1.17)$$

У випадку коли час когерентності  $T_k$  буде набагато більшим ніж тривалість символу  $T_c$  прийнятий та неперервний в часі сигнал  $r_n(t)$  можна

розділити на компоненти сигналу ортогональної піднесучої і навіть у випадках коли існує ефект частотно-вибіркового завмирання. З цією метою застосовується вже згаданий вище в тексті пояснювальної записки метод кореляційної обробки.

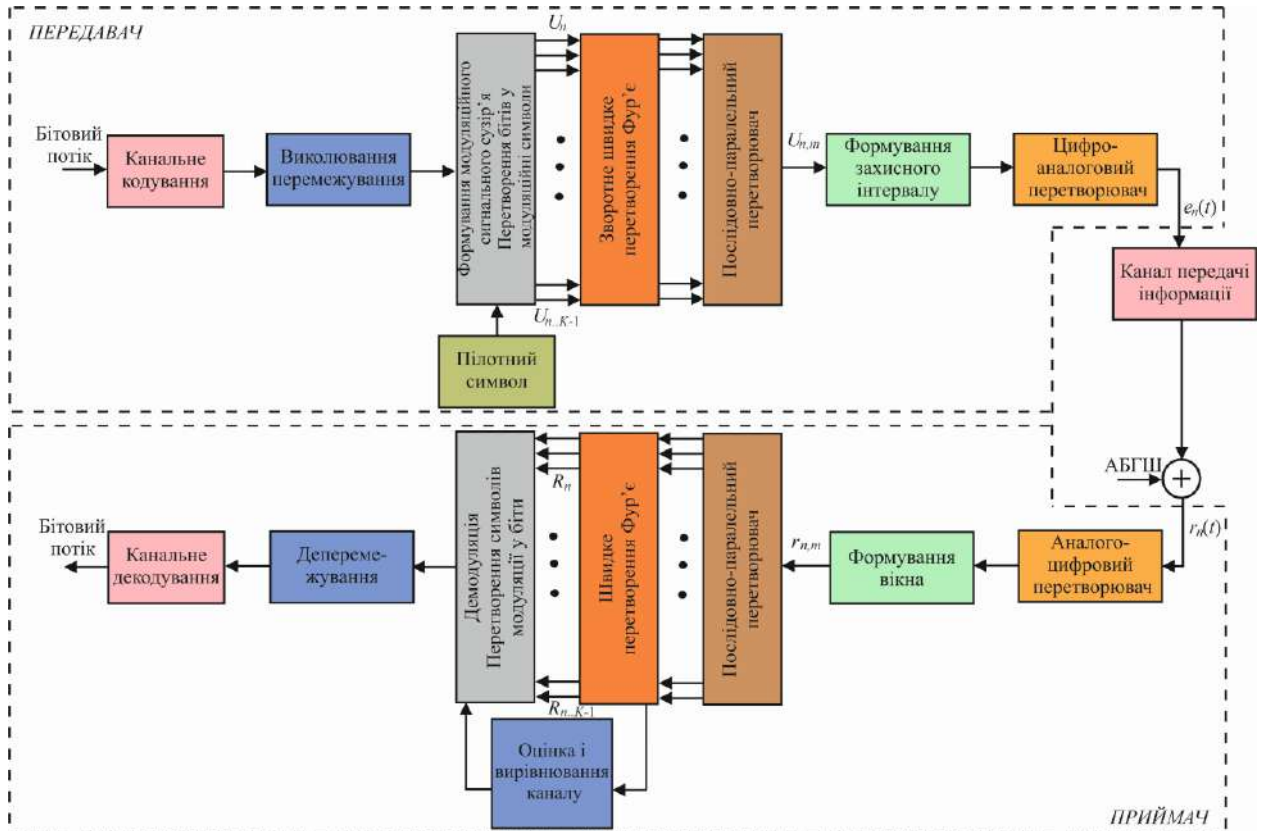


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів

$$R_{n,k} = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} r_n(t) e^{-j2\pi k \Delta f t} dt. \quad (1.18)$$

На приймальному боці процес кореляції застосовується до дискретного за часом прийнятого сигналу який утворюється на виході аналого-цифрового перетворювача (АЦП) рис. 1.4 і реалізується у вигляді дискретного перетворення Фур'є:

$$R_{n,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} r_{n,i} e^{-\frac{j2\pi ik}{N}}. \quad (1.19)$$

Відмітимо наступне, що така форма має на увазі, що  $r_{n,i} = r_n(i\Delta t)$  і таким чином дозволяє описати  $i$ -ту вибірку прийнятого сигналу неперервного за часом основної смуги частот  $r_n(t)$ , а  $R_{n,k}$  – прийнятий комплексний символ на виході блоку дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) у випадку  $k$ -тої піднесучої.

У випадку коли тривалість символу  $T$  (МОЧРК) обрана набагато менша ніж час когерентності каналу -  $T_k$  можна рахувати передаточну функцію каналу  $G(f, t)$  в межах тривалості  $T$  кожного модуляційного символу  $U_{n,k}$  для усіх піднесучих. Тоді врахувати вплив каналу передачі у випадку виникнення явища багатопременевого розповсюдження можна шляхом взяття добутку між кожним сигналом піднесучої  $S_k(t)$  та комплексним коефіцієнтом передачі  $G_{n,k} = G(k\Delta f, nT)$ . Отриманий комплексний символ  $R_{n,k}$  на виході блоку ДПФ представимо наступним чином:

$$\begin{aligned} r_n(t) &= u_n(t)h_n(t) + n_n(t), \\ r_{n,i} &= u_{n,i}h_{n,i} + n_{n,i}, \\ R_{n,k} &= U_{n,k}G_{n,k} + N_{n,k}. \end{aligned} \quad (1.20)$$

У формулі (1.20) представимо доданок  $N_{n,k}$  як складову яка описує вплив адитивного шуму кожної піднесучої МОЧРК. З аналізу рівняння 1.20 можна зробити висновок щодо переваг МОЧРК для практичної реалізації. Рівняння 1.20 описують загальне функціонування схеми на рис. 1.4, а саме процес зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ), формування захисного інтервалу, процедури ЦАП, процедури підвищення або пониження частоти в радіочастотній частині каналу, власне сам частотно-вибірний канал, процедуру АЦП і процес ДПФ на приймальному боці. Враховується також,

відхилення значень певних компонентів системи від ідеального випадку при передачі сигналів у випадку МОЧРК.

Оцінка переданого в каналі символу  $U_{n,k}$  може бути проведена шляхом взяття частки між значенням отриманого комплексного символу і оціненим коефіцієнтом передачі каналу  $G'_{n,k}$ :

$$U_{n,k} = \frac{R_{n,k} - N_{n,k}}{G_{n,k}}, U'_{n,k} = R_{n,k} \frac{1}{G'_{n,k}}. \quad (1.21)$$

Таким чином ефективність системи з МОЧРК стає більш ефективною в порівнянні з системами які використовують передачу не одній несучій. В цьому випадку обчислення ЗДПФ та ДПФ реалізується за допомогою алгоритму швидкого перетворення Фур'є. Однак, безперечно, ефективність роботи всієї системи МОЧРК залежить і зокрема від забезпечення належної частотної синхронізації у приймальному тракті. Потрібно мінімізувати вплив міжсимвольної інтерференції між піднесучими.

Проведений у підпункті опис принципів передачі сигналів у системі з МОЧРК дозволяє акцентувати увагу на такій особливості таких систем як гнучкість та можливість адаптації. Описаний вище розподіл наявної смуги попускання на низку неселективних за частотою піддіапазонів дозволяє адаптувати параметри системи передачі для певної, конкретної піднесучої. Зокрема, виникає можливість вибору схеми модуляції, потужності передачі – адаптивно в залежності від змін контрольованих показників каналу передачі даних. Виникає можливість реалізації системи передачі яка реалізує гнучку процедуру розподілу ресурсів. Такі переваги визначаються тим, що усі сигнали піднесучих є взаємоортогональними на приймальному боці і в цьому випадку можна мінімізувати обчислювальну складність функціонування системи в контексті обробки сигналів.

### **1.3 Ідентифікація сигналів у телекомунікаційних каналах з мультиплексуванням з ортогональним частотним розділенням каналів**

Як зазначено у п.п. 1 магістерської роботи та вступі до неї, у сучасних модемах передачі даних, системах відео та аудіомовлення, бездротових локальних мережах, системах стільникових телекомунікацій актуальним є метод передачі сигналів який ґрунтується на технології МОЧРК. Основні переваги які описано вище і пов'язані з значною стійкістю до завмирань в наслідок багатопроменевого розповсюдження (роль описаного в п.п 1 захисного інтервалу і циклічного розширення); можливість більш ефективного використання смуги частот (завдяки властивості адаптивної зміни потужності і об'єму бітового потоку даних) тощо, дозволяють розглядати таку технологію в розрізі її важливого застосування з метою провадження бездротових і дротових телекомунікаційних технологій наступних поколінь.

В цьому випадку, стрімкий розвиток на сучасному етапі технології MIMO (Multiple Input Multiple Output) [8] є рушієм для детального вивчення можливостей застосування в такій технології сигналів сформованих за допомогою МОЧРК. Важлива задача ефективного провадження МОЧРК полягає у встановленні зміни ймовірності виникнення бітових помилок в таких системах за рахунок спотворень пов'язаних з впливом на збереження ортогональності окремих піднесучих. Основними чинниками таких спотворень можна розглядати як ефекти швидкого завмирання, джиттер, частотні зсуви, нелінійні спотворення тощо. Основна дія усіх перелічених чинників спрямовується у кінцевому рахунку на виникнення перехресних завад між піднесучими сигналами МОЧРК. Наслідком утворення завад в пакеті МОЧРК-піднесучих є неможливість забезпечення оптимального приймання сигналів внаслідок відходу від забезпечення умов ортогональності піднесучих. На перший план при виникненні описаних явищ, виходить питання надійної ідентифікації даних, оцінка каналу та питання синхронізації.

Розглянемо можливі напрямки локалізації негативних впливів на ідентифікацію сигналів МОЧРК.

Як зазначалось вище, сигнали МОЧРК характеризуються значним пік-фактором, а саме відношенням пікової потужності до середньої потужності сигналів у поєднанні до жорстких вимог щодо забезпечення ортогональності всієї конструкції утвореного сигналу. Таким чином, виникнення нелінійних спотворень (НС) можуть бути спричинені підсилювачем потужності. Наслідком виникнення нелінійних спотворень є зниження ймовірності бітової помилки і ширини спектру сигналу в наслідок розширення спектральної густини потужності сигналів. Отже в реальних МОЧРК-системах потрібно лінеаризувати підсилювальні пристрої або керувати потужністю з метою підтримання ортогональності. Одним з напрямків мінімізації впливу нелінійних спотворень ґрунтується на застосуванні компенсаційних методів. Серед таких методів можна виділити метод передспотворень [6]. Загалом ефективність такого метода досить значна, він не знижує швидкість передачі інформації і дозволяє збалансувати потужність передавальної частини каналу і дещо зменшити ймовірність виникнення бітових помилок.

Існує підхід який ґрунтується на методиці зменшення пікової і середньої потужності передавача. В цьому випадку застосовують методи фільтрації, каналного кодування, перемежування, розрідження в кількості піднесучих. Застосування такого підходу зв'язане з підвищенням потужності сигналу на передавальному боці і як наслідок супроводжується збільшенням ймовірності бітових помилок та втратою швидкості передавання. З боку приймальної частини каналу з МОЧРК можна застосовувати як лінійні так і нелінійні методи вирівнювання при ідентифікації. Тут на перший план виходить задача формування ефективних алгоритмів локалізації негативних впливів на ідентифікацію сигналів МОЧРК у основні смугі частот системи передачі.

Розглянемо можливість поєднання методики передспотворення на передавальному боці і нелінійного детектування на приймальному боці для

сигналів МОЧРК. Таке поєднання дозволило в кінцевому рахунку знизити позасмугову потужність сигналів і зменшити ймовірність бітових помилок при прийманні. Дослідження буде проводитись для сигналів типу МОЧРК/ФМ-4.

Математичний опис проведемо на основі описаного вище в магістерській роботі принципу формування і обробки сигналів МОЧРК.

Сигнал МОЧРК формуємо за допомогою зворотного дискретного перетворення Фур'є:

$$U(n) = R_N[x(n)], \quad (1.22)$$

де в такій математичній моделі  $N$  позначимо за кількість піднесучих,  $x(n)$  – вектор даних довжиною  $N$ , а  $n$  – часовий індекс який описує послідовно-паралельне перетворення (ППП) (рис. 1.4).

Враховуємо висновки центральної граничної теореми і фіксуємо, що квадратурні компоненти сигналу МОЧРК розподілені за нормальним законом а амплітуди компонент розподілені за Релеєвським законом [6]. Наявність нелінійного підсилювача буде вимагати процес коригування його потужності для уникнення виникнення перехресних завад між піднесучими, застосувати передспотворення і коригування відношення середньої пікової потужності сигналу до середнього значення, а також застосування засобів нелінійної ідентифікації.

Представимо математичну модель вихідного модульованого сигналу підсилювача наступним чином:

$$U[k] = U_0[k]e^{j\varphi[k]}, \quad (1.23)$$

де  $k$  – часовий індекс до PPP,  $U_0[k]$  – амплітуда переданого сигналу,  $\varphi[k]$  – фаза сигналу.

Тоді отримаємо:

$$U_{\Pi}[k] = f(U_0[k])e^{j(\varphi[k] + \Psi(U_0[k]))}, \quad (1.24)$$

де функціями  $f(U_0)$  та  $\Psi(U_0[k])$  – опишемо перетворення типу АМ/АМ та АМ/ФМ (рис. 1.5).

Застосування методики передспотворення спрямоване на усунення нелінійності підсилювача шляхом інвертування. Представимо вихідний сигнал після блоку передспотворення наступним чином:

$$U_{\Pi\Pi\Pi}[k] = F(U_0[k])e^{j(\varphi[k] + \Phi(U_0[k]))}, \quad (1.25)$$

де  $F(U_0)$  та  $\Phi(U_0[k])$  – описують перетворення блоку передспотворення.

Тоді комбінація підсилювача ( $\Pi$ ) і блоку передспотворення дозволяє отримати наступну математичну модель:

$$U_{\Pi}[k] = f(F(U_0[k]))e^{j(\varphi[k] + \Phi(U_0[k] + \Psi(F(U_0[k])))}, \quad (1.26)$$

Ідеальну характеристику передспотворення представимо наступним чином:

$$f(F(U_0[k])) = \begin{cases} \rho U_0[k], & \text{для випадку } U_0[k] \leq U \\ U & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (1.27)$$

$$\text{і } \Phi(U_0[k] + \Psi(F(U_0[k]))) = 0$$

де  $\rho$  – стала ( $\rho > 0$ )

Для опису математичної моделі перетворення типу АМ/АМ використаємо поліном вигляду:

$$F(U_0[k]) = F_1 U_0(k) + F_2 U_0^2(k) + \dots + F_l U_0^l(k) = \mathbb{F} U_0^T[k], \quad (1.28)$$

де  $l$  – ступінь полінома  $\mathbb{F} = (F_1 + F_2 + \dots + F_l)$  і  $U_0[k] = (U_0(k) + U_0^2(k) + \dots + U_0^l(k))$ .

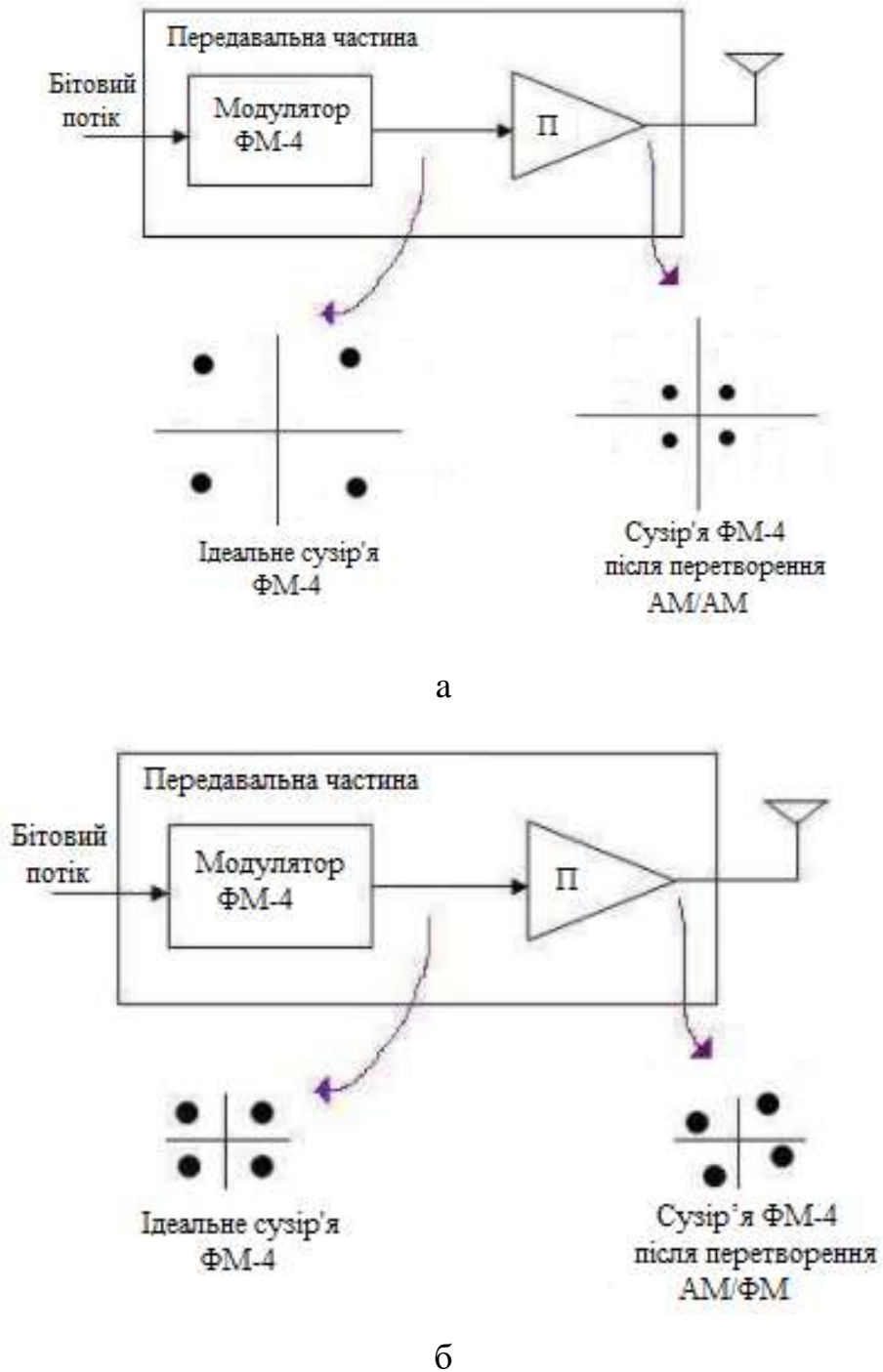


Рисунок 1.5 – Пояснення спотворень типу АМ/АМ (а) та АМ/ФМ (б) на прикладі сигналів типу ФМ-4

Для знаходження набору коефіцієнтів  $F$  пропонується використати метод найменших квадратів [20]. Таким чином спробуємо звести до мінімуму

середньоквадратичну помилку між вхідними та вихідними амплітудами блоку утвореного комбінацією передспотворювача та підсилювача.

$$\mathcal{L}(\mathbb{F}) = Z[(f(\mathbb{F}U_0^T[k]) - \rho U_0(k))^2] \quad (1.29)$$

Якщо у рівнянні провести усереднення за часом, можна рекурсивно обчислити набір коефіцієнтів наступним чином:

$$\begin{aligned} \mathbb{F}(k+1) &= \mathbb{F}(k) - \delta \mathbf{\Gamma}_{\mathbb{F}} \mathcal{L}(\mathbb{F}(k)) = \\ &= \mathbb{F}(k) + \delta U_0[k] f'(\mathbb{F}U_0^T[k]) (|U_{\Pi}[k]| \\ &\quad - \rho U_0(k)) \end{aligned} \quad (1.30)$$

де у (1.25)  $\mathbf{\Gamma}_{\mathbb{F}}$  – градієнт;  $f'$  - похідна від  $f$ ;  $\delta$  – крок. Тоді можливий початковий набір коефіцієнтів можна представити  $\mathbb{F}(0) = (1, 0, \dots, 0)$ . Усталений формат коефіцієнтів:  $\mathbb{F}_{\text{уст}} = \lim_{k \rightarrow \infty} \mathbb{F}(k)$ . Потрібно зазначити, що збіжність досягається після декількох тисяч ітерацій. Так як перетворення типу АМ/АМ має квазіінваріантний формат за часом, можна проводити обчислення автономно або тимчасово, що в кінцевому рахунку зменшить обчислювальну складність.

Визначимо недоліки такого алгоритму. У випадку застосування такого адаптивного алгоритму потрібно  $f'$ , а отже і  $f$  знати априорно. В цьому випадку можна провести апроксимацію  $f'$ .

Потрібно також акцентувати увагу на тому, що передспотворення може провести компенсацію незначної нелінійності, загалом до точки насичення. Таким чином, показник бітової помилки у випадку методу передспотворення не перевищує показники лінійної системи яка містить обмежувач обвідної. Таким чином, потрібно застосувати додатково нелінійний детектор який в кінцевому рахунку повинен покращити показники бітових помилок. Таким

детектором може виступити приймач максимальної правдоподібності, що досить доцільно у випадку коли існує стан великої енергоефективності.

#### 1.4 Математичний опис нелінійного детектора

Повернемось до рис. 1.4 та опишемо обстановку математичною моделлю таким чином, що прийнятий сигнал  $r(k)$  в системі спотворено адитивним білим Гаусівським шумом (АГБШ):  $\xi[n]$

$$r(k) = U_{\text{ППП}}[k] + \xi(k). \quad (1.31)$$

При детектуванні отримаємо наступне. Приймач максимальної правдоподібності (ПМП) [16] для досліджуваної системи передачі повинен обчислювати усі складові сигналу МОЧРК. Отримані гіпотези складових сигналу МОЧРК можна представити нелінійною функцією  $f_{\text{НЛ}}$  в сукупності з блоком передспотворення. Гіпотеза отримана при застосуванні методу найменших квадратів із врахуванням вибору евклідової відстані між відліками, може бути описана рівнянням:

$$v_{\text{ПМП}}[n] = \arg \min_{v_{\text{ПМП}}[n]} \{ \|r[n] - f_{\text{НЛ}}(R_N\{v[n]\})\|^2 \}. \quad (1.32)$$

Отже, у випадку коли характер нелінійності  $f_{\text{НЛ}}$  відомим у ПМП можна стверджувати, що ймовірність бітової помилки в порівнянні з відповідною нелінійною системою не погіршуються. Однак, обчислювальна складність ПМП в цьому випадку досить значна і залежить як від кількості символів  $X$  так і від кількості піднесучих  $N (X^N)$ .

Альтернативний варіант – це пошук концепції приймача яка володіє меншою складністю, а саме така яка враховує баланс між продуктивністю і

складністю обробки. Можливі два граничних підходи. Перший, на основі класичної приймальної схеми МОЧРК, яка загалом не враховує нелінійні спотворення, і схема яка ґрунтується на ПМП із заздалегідь відомою структурою нелінійності на приймальному боці.

Проектування приймальної частини каналу з МОЧРК повинно враховувати наступні нюанси:

1 За наявності потужних нелінійних спотворень деякі піднесучі спотворені більше ніж інші навіть за відсутності гаусівського адитивного шуму;

2 У випадку обробки багатопозиційних сигналів (наприклад сигналів ФМ-4) можливий випадок коли після блоку дискретного перетворення Фур'є (рис. 1.4) один з компонентів сигналу, наприклад синфазний, буде наблизитись до порогу прийняття рішення, а квадратурна компонента тієї ж піднесучої – навпаки.

Пропонується виконувати ідентифікацію бітових посилок для випадку, коли існує наближення до порогу прийняття рішення. Таким чином, пропонується використання детектору який на відміну від ПМП оцінює гіпотези бітових рішень які наближаються до границі щодо прийняття рішення.

Розгорнута схема приймальної частини системи з МОЧРК представлена на рис. 1.6.

За допомогою запропонованої імітаційної схеми яка буде описана у III-му розділі магістерської роботи, проводилось моделювання телекомунікаційного каналу з МОЧРК. Приведені нижче результати торкались оцінки та підтвердження ефективності описаного вище підходу до ідентифікації сигналів у системі з МОЧРК. Формували на передавальному боці сигнали з МОЧРК, відповідно на основі 512, 256, та 128 піднесучих. Використовували чотирьохпозиційну модуляцію ФМ-4. Дослідження проводили у АБГШ-каналі (рис. 1.4). Приймальна схема моделювалась як на рис. 1.6. Порівняння

проводилось шляхом оцінювання досліджуваної системи МОЧРК із класичною схемою без передспотворення.

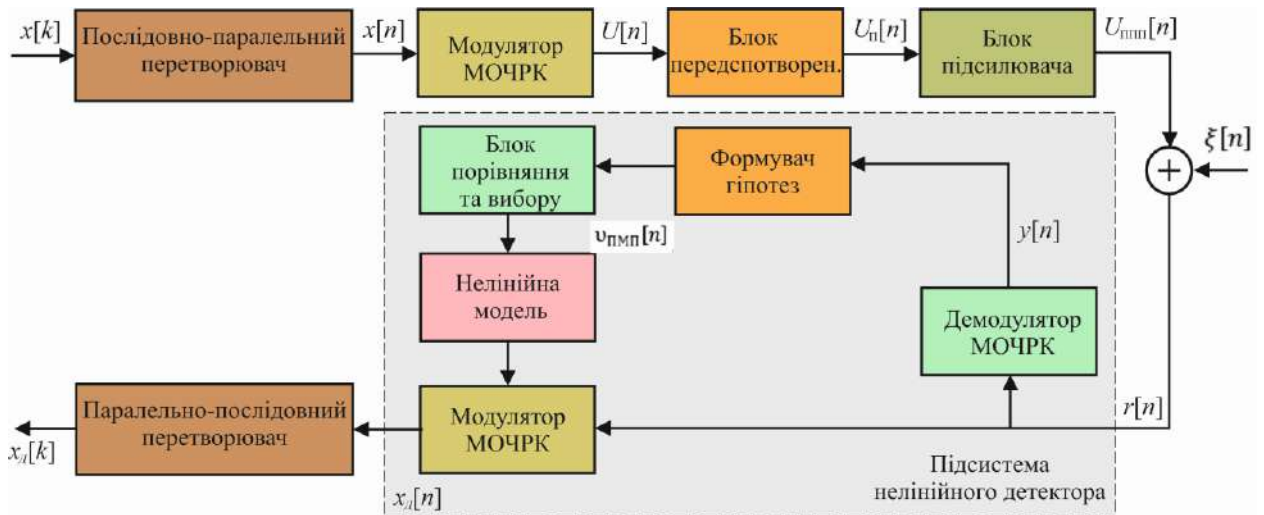


Рисунок 1.6 – Розгорнута схема приймальної частини системи МОЧРК

На рис. 1.7 представлено дослідження впливу кількості піднесучих у системі з МОЧРК у випадку двох конфігурації: за наявності в каналі передспотворення і у випадку його відсутності. Загалом моделювання проводилось на основі математичних моделей приймача з описаного вище в магістерській роботі нелінійного детектора. Був використаний нелінійний детектор символів з двома гіпотезами.

Для  $f_{НД}$  при проведенні досліджень браласть до увага загальна нелінійність з боку передавача. За результатами дослідження (рис. 1.7) встановлюємо, що продуктивність системи погіршується із збільшенням кількості піднесучих (криві 1 та 5 на рис. 1.7). Причому така тенденція зберігалась незалежно від того чи використовувався блок передспотворень (Р) або ні (наприклад криві 4 та 7 на рис. 1.7). Особливо слід акцентувати увагу на тому факті, що наявність в схемі передспотворювача досить корисно впливає на нелінійний детектор у випадку незначної обчислювальної складності, наприклад коли використовуються кілька гіпотез. Загалом використовували обмежувач вихідної потужності до 3 дБ.

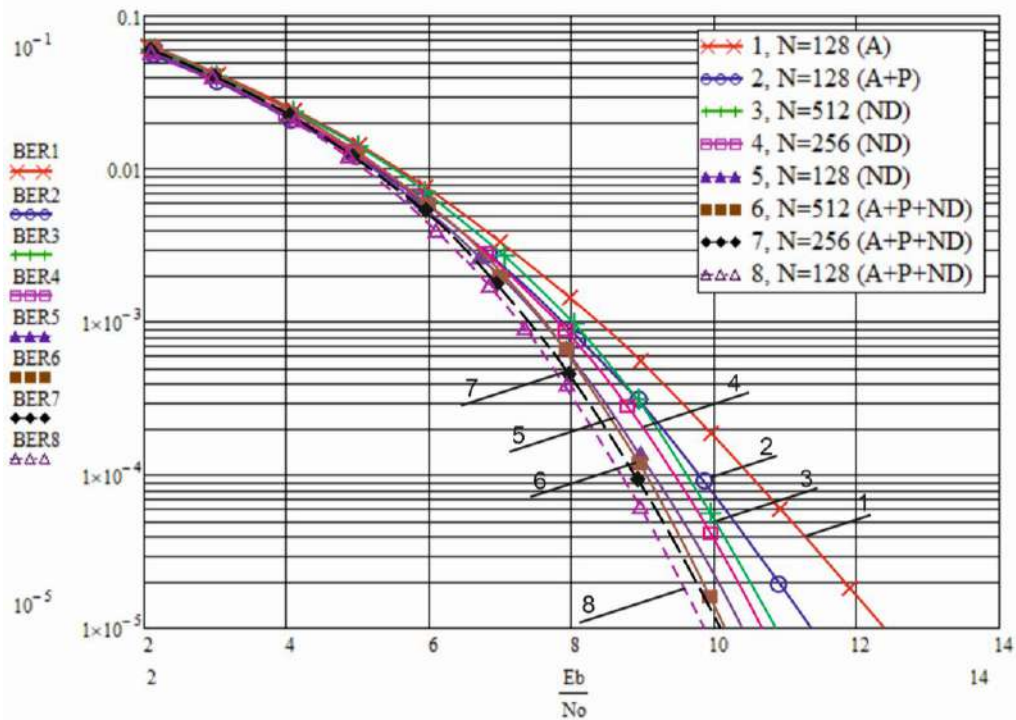


Рисунок 1.7 - Графіки завадостійкості для системи з мультиплексуванням ортогональними піднесучими (512, 256, та 128 піднесучих) і ФМ-4: 1 –  $N=128$  (використано підсилювач без передспотворення); 2 -  $N=128$  (аналогічно, з блоком передспотворення); 3 -  $N=512$  (використано нелінійний детектор); 4 -  $N=256$  (використано нелінійний детектор); 5 -  $N=128$  (використано нелінійний детектор); 6 -  $N=512$  (використано підсилювач із передспотворенням та нелінійний детектор); 7 -  $N=256$  (використано підсилювач із передспотворенням та нелінійний детектор); 8 -  $N=128$  (використано підсилювач із передспотворенням та нелінійний детектор)

На рис. 1.8 представлено результати дослідження завадостійкості за наявності інформації щодо типу нелінійності з боку передавача. У передавача застосовано перетспотворення. Загалом застосовувався м'який обмежувач обвідної з заданим значенням величини обмеження вихідної потужності.

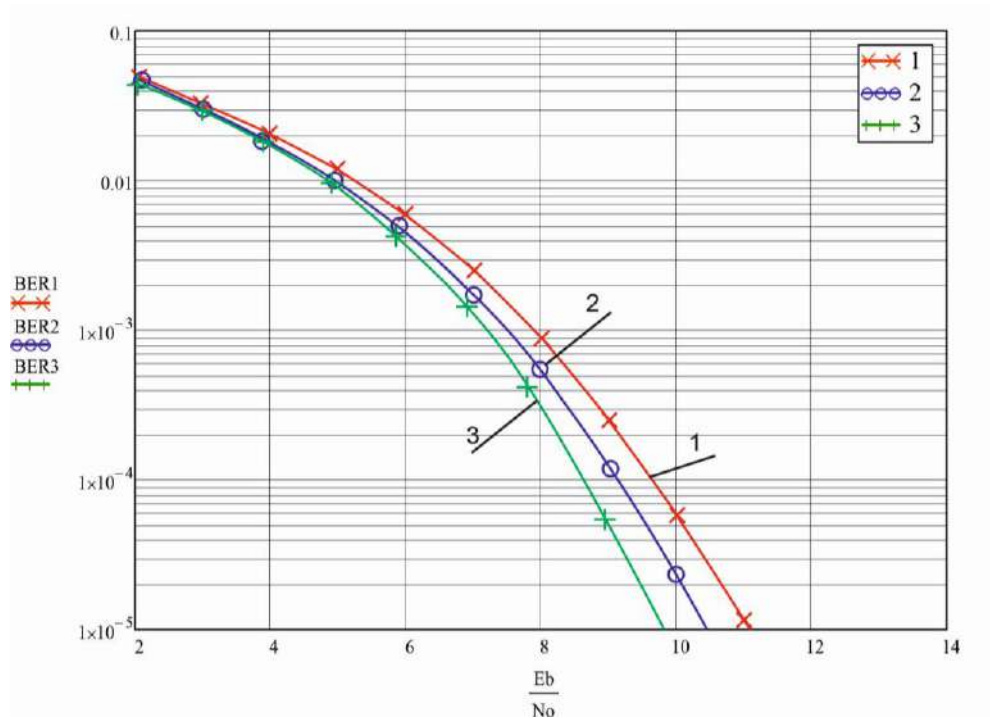


Рисунок 1.8 - Графіки завадостійкості для системи з мультиплексування ортогональними піднесучими (ФМ-4,  $N=128$ ): 1 – 2-ві гіпотези, з обмеженням на рівні 2 дБ; 2- 2-ві гіпотези, з обмеженням на рівні 3 дБ; 3- 4-ри гіпотези на рівні 3 дБ

За результатами дослідження (рис. 1.8) встановлюємо, що найкращі показники дає схемам з нелінійним детектором у випадку незначної обчислювальної складності (2-ві гіпотези).

## Висновки по розділу 1

В першому розділі магістерської роботи описано основні засади технології частотного мультиплексування каналів в телекомунікаційних системах. Сформовано основні вимоги щодо організації частотного ущільнення каналів. Здійснено опис математичної моделі сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Отримано математичний вираз повного неперервного у часі переданого

сигналу який містить усі символи утворені мультиплексуванням з ортогональними частотним розділенням каналів. Досліджено структуру системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Розроблено питання ідентифікації сигналів у телекомунікаціях з сигналами мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Розглянута модель нелінійного детектора приймача системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів в умовах потужних нелінійних спотворень та в умовах обробки багатопозиційних сигналів. Запропоновано розгорнуту схему приймача системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів з ідентифікацією бітових посилок для випадку, коли існує наближення до порогу прийняття рішення на основі формування гіпотез.

## 2 ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКА СИГНАЛІВ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

### 2.1 Формування розгорнутої блок-схеми системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів

Представимо сигнали МОЧРК основної смуги пропускання наступним чином [1-10]:

$$u_l(t) = Re \left\{ \frac{1}{T_{\text{см}}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (2.1)$$

де у формулі (2.1)  $\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{см}})}, & 0 < t \leq T_{\text{см}} \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases}$  –  $l$ -тий сигнал на  $k$

– тій піднесучий;  $T_{\text{см}} = T_c N$  – часовий інтервал передачі  $N$  символів який обумовлений процедурою послідовно-паралельного перетворення (див. схему на рис. 1.5).

Або:

$$u_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{см}})} \quad (2.2)$$

Після дискретизації неперервного сигналу (2.2) сигнал отримаємо:

$$u_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi kn/N} \quad \text{для } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.3)$$

де  $t = lT_{\text{см}} + nT_c$ ;  $T_c = T_{\text{см}}/N$ ;  $f_k = k/T_{\text{см}}$ .

Зазначимо, що в рівнянні (2.2) використовується  $N$  – точкове зворотне перетворення Фур'є для багатопозиційних ФМ та АМ символів які містять данні  $\{U_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ , для обчислення яких можна застосувати алгоритм швидкого перетворення Фур'є.

Таким чином, якщо математично описати передані в канал символи як  $s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{см}})}$  то внаслідок ортогональності піднесучих їх можна відновити наступним чином:

$$\begin{aligned}
 S_l[k] &= \frac{1}{T_{\text{см}}} \int_{-\infty}^{\infty} s_l(t) e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{\text{см}})} dt \\
 &= \frac{1}{T_{\text{см}}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi f_i(t-lT_{\text{см}})} \right\} e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{\text{см}})} dt \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} U_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{\text{см}}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{\text{см}})} dt \right\} = U_l[k] \quad (2.4)
 \end{aligned}$$

або в дискретному вигляді:

$$\begin{aligned}
 S_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} s_l(n) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi(i-k)n/N} = U_l[k] \quad (2.5)
 \end{aligned}$$

Таким чином, рівняння (2.5) представляє собою  $N$  – точкове перетворення Фур'є  $\{s_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$  для якого можна застосувати алгоритм швидкого перетворення Фур'є.

Таким чином у відповідності до представлених математичних моделей формування і обробку сигналів у випадку МОЧРК можна представити рис. 2.1. На схемі рис. 2.1 символи  $U_l[k]$  модулюють піднесучі  $f_k = k/T_{\text{см}}$  (на рис. 2.1 умовно показано випадок коли  $N=6$ ), які можна обробити у демодуляторів на підставі застосування правил ортогональності. Символ МОЧРК утворено з  $N$  символів в паралельному форматі, причому складовий, утворений символ має тривалість  $T_{\text{см}} = T_c N$ . Модуляція на піднесучих може бути реалізована за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є. Демодуляція реалізується на приймальному боці на основі прямого швидкого перетворення Фур'є.

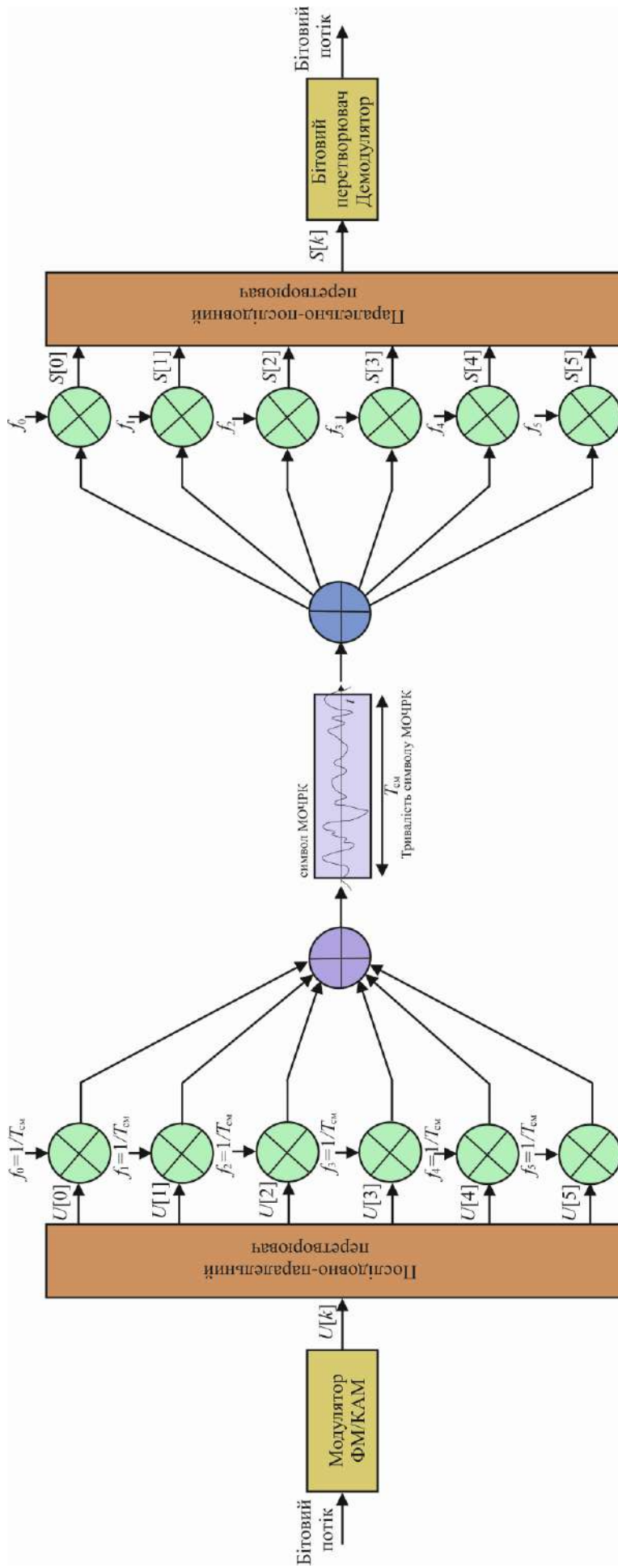


Рисунок 2.1 - Блок-схема формування та обробки сигналів у системі МОЧРК

Розглянемо  $l$ -ий МОЧРК-сигнал  $u_l[t] = \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{cm})}$ , у телекомунікаційному каналі з імпульсною характеристикою  $h_l(t)$ :

$$s_l(t) = u_l(t) \cdot h_l(t) + \xi_l(t) = \int_0^{\infty} h_l(\tau) u_l(t - \tau) dt + \xi_l(t) \quad (2.6)$$

де  $\xi_l(t)$  – доданок який характеризує наявність адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ)

У випадку  $nT_c = nT_{cm}/N$  представимо рівняння (2.6) в дискретному вигляді:

$$s_l[n] = u_l[n] \cdot h_l[n] + \xi_l[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] u_l[n - m] + \xi_l[n] \quad (2.7)$$

де  $u_l[n] = u_l(nT_c)$ ;  $s_l[n] = s_l(nT_c)$ ;  $h_l[n] = h_l(nT_c)$ ;  $\xi_l[n] = \xi_l(nT_c)$

Особливість багатопроменевого каналу з сигналами МОЧРК полягає у протидії впливу міжсимвольної інтерференції за рахунок оптимізації тривалості імпульсної послідовності.

На рис.2.2 а, б представлено картини двох імпульсних відгуків з частотними характеристиками. Нижче, на рис. 2.2 в, г, представимо вплив міжсимвольної інтерференції на два послідовних символи МОЧРК.

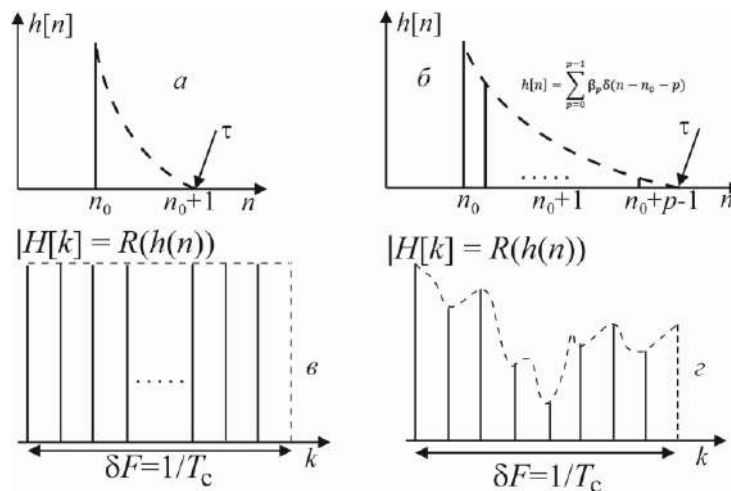


Рисунок 2.2 - Імпульсні та частотні характеристики дискретного каналу: а- короткий імпульсний відгук; б – довгий імпульсний відгук; в – частотний відгук каналу з плоскою характеристикою; г – частотний відгук частотно-вірного каналу

Розгорнуту (повна) блок-схема каналу з МОЧРК з завадостійким кодуванням представлено на рис.2.3.

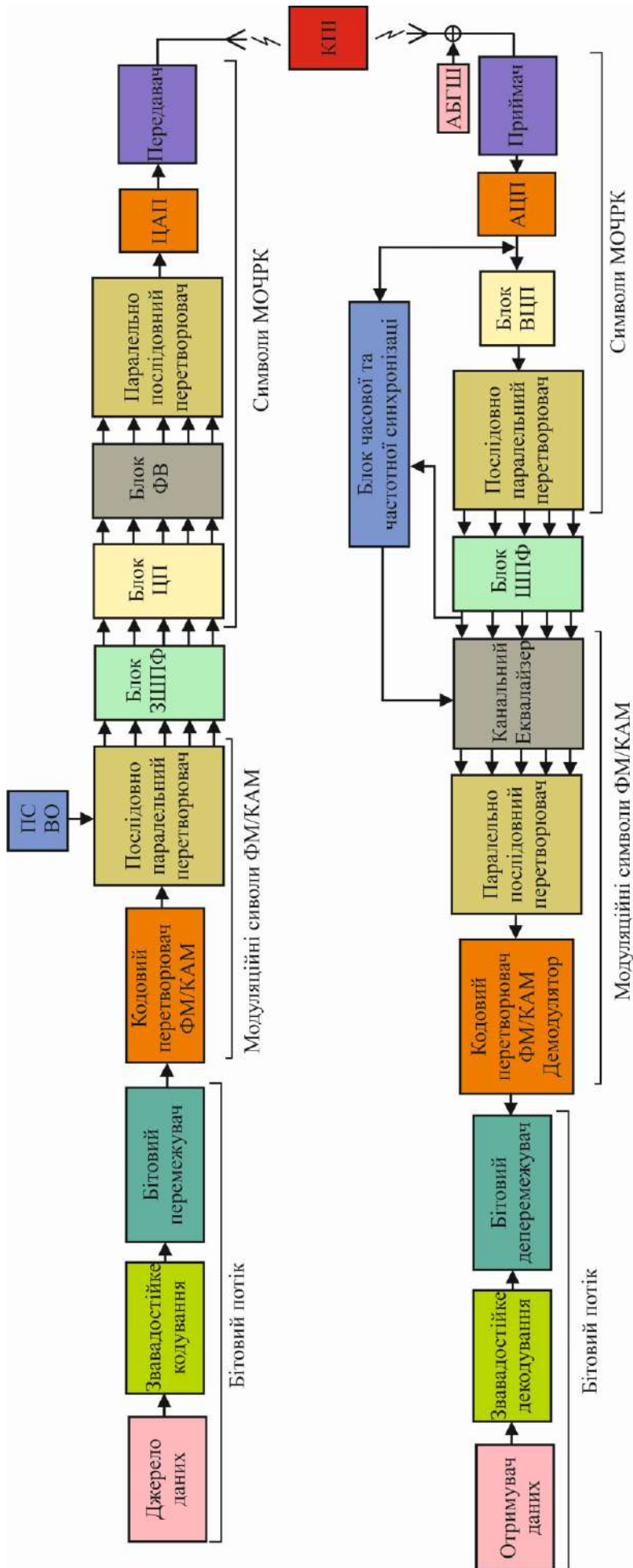
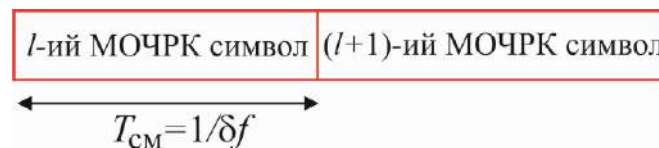


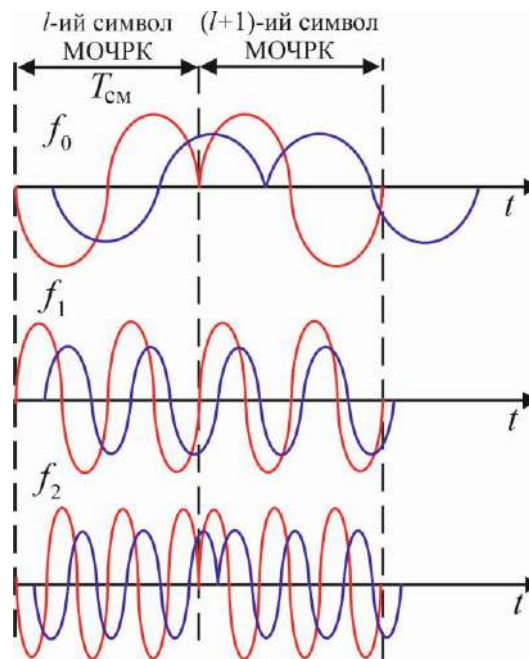
Рисунок 2.3 - Розгорнута блок-схема телекомунікаційного каналу з МОЧРК: ПС ВО – пілотний символ, віртуальний оператор; ЗШПФ – зворотне швидке перетворення Фур’є; ЦП – циклічний префікс; ФВ – формувач віконної функції; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ВЦП – відновлення циклічного префіксу; ШПФ – швидке перетворення Фур’є; АБГШ - адитивний білий гаусівський шум

## 2.2 Методика підвищення завадостійкості символів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів

Нехай  $T_{\text{см}}$  – тривалість ефективного символу МОЧРК без врахування захисного інтервалу. Тоді так як  $f_c=1/T_c$  і  $\Delta f=f_c/N=1/(NT_c)$  та  $T_{\text{см}}=T_cN=1/\Delta f$ , отримаємо результат коли за рахунок збільшення тривалості символу МОЧРК в  $N$  разів, вдається зменшити вплив каналу із завмираннями внаслідок багатопроменевого розповсюдження на такий символ. На рис. 2.4 представлено вплив міжсимвольної інтерференції на прийняті символи.



а



б

Рисунок 2.4 – Графічна ілюстрація впливу багатопроменевого каналу на прийнятий у системі МОЧРК сигнал у випадку відсутності захисного інтервалу: а – структура МОЧРК сигнал без захисного інтервалу; б – вплив ефекту міжсимвольної інтерференції на сигнали у багатопроменевому каналі

Такий ефект викликає зникнення ортогональності символів МОЧРК, що є основною умовою при передачі таких сигналів.

Розглянемо принципи формування захисного інтервалу у структурі МОЧРК сигналу. Існує два підходи щодо реалізації захисного інтервалу. В першому випадку використовують доповнення з нульовим заповненням до структури МОЧРК сигналу. В другому випадку застосовується циклічне розширення сигналу за допомогою циклічного префіксу (ЦП див. на рис. 2.5).

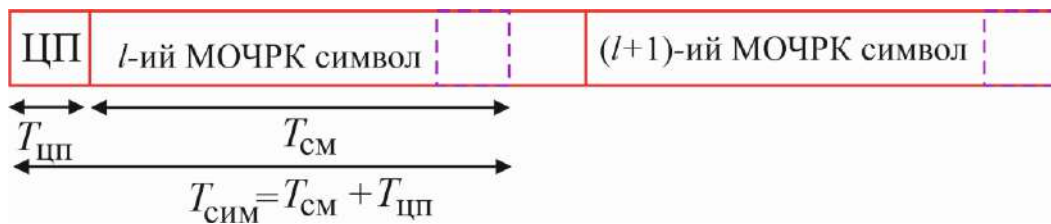


Рисунок 2.5 - Структура МОЧРК сигнал із захисним інтервалом

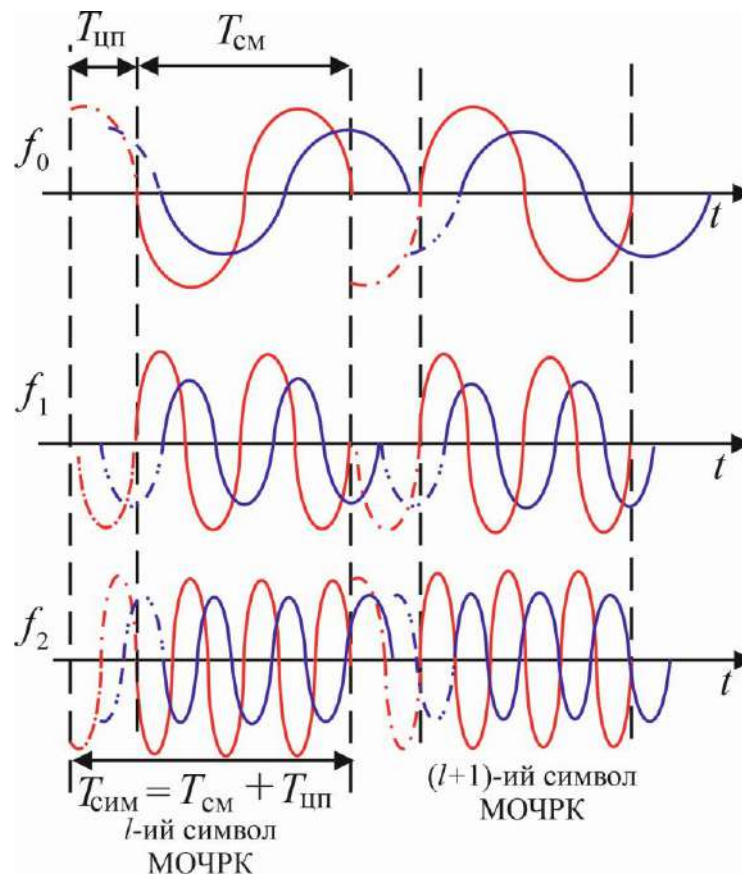


Рисунок 2.6 – Ілюстрація впливу ефекту міжсимвольної інтерференції для кожної піднесучої МОЧРК сигналу

Задача ЦП полягає у розширенні МОЧРК сигналу шляхом копіювання останніх відліків сигналу до такої початкової частини конструкції. Якщо позначити тривалість ЦП у відліках як  $T_{\text{цп}}$  тоді розширену тривалість конструкції символів МОЧРК можна представити як:  $T_{\text{сим}} = T_{\text{см}} + T_{\text{цп}}$  (рис. 2.6) та рис. 2.5.

На рис. 2.6 представлено вплив явища міжсимвольної інтерференції на окремі піднесучі символи МОЧРК за рахунок багатопроменевого розповсюдження сигналів. З рис. 2.6 встановлюємо, що у випадку якщо тривалість ЦП встановити більше або рівною максимальній затримці у багатопроменевому каналі, вплив міжсимвольної інтерференції конкретного символу МОЧРК на наступний символ обмежується захисним інтервалом (на рис. цей ефект схематично показано пунктирними лініями). Звідки можна констатувати, що вплив одного символу на інший не впливає на процедуру ШПФ наступного символу МОЧРК який має часовий проміжок  $T_{\text{см}}$ . Отже, у випадку коли захисний інтервал обраний таким чином, щоб він перевищував максимальну затримку багатопроменевого каналу, існує можливість підтримувати ортогональність між піднесучими. В цьому випадку неперервність кожної затриманої піднесучої гарантується наявністю у складі символу ЦП, а їх ортогональності між собою зберігається на часовому проміжку  $T_{\text{см}}$ .

Математично отримаємо двох сигналів із затримками  $t_0$  та  $t_0 + T_c$ :

$$\frac{1}{T_{\text{см}}} \int_0^{T_{\text{см}}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0)} dt = 0, \text{ для } k \neq i$$

$$\frac{1}{T_{\text{см}}} \int_0^{T_{\text{см}}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0-T_c)} dt = 0, \text{ для } k \neq i$$

На рис. 2.7 показаний випадок коли тривалість захисного інтервалу ЦП обрана менше максимальної затримки у багатопроменевому каналі (частини рисунка показана сектором). Таким чином закінчення одного символу МОЧРК в цьому випадку буде впливати на початкову частину наступного символу, що в кінцевому рахунку викликає міжсимвольну інтерференцію. Крім того, може виникати зміщення символів за рахунок зриву символної синхронізації задача якої спрямована на протидію співпадіння заголовка МОЧРК символу з початковою точкою вікна утвореного проведенням процедури ШПФ. Тобто коли початкова точка вікна ШПФ знаходиться раніше ніж кінець попереднього символу із затримкою виникає міжсимвольна інтерференція, а у випадку коли вона розміщена пізніше за початок ходу символу можливе виникнення як міжсимвольної так і міжчастотної інтерференції (зокрема між піднесучими) рис. 2.7.

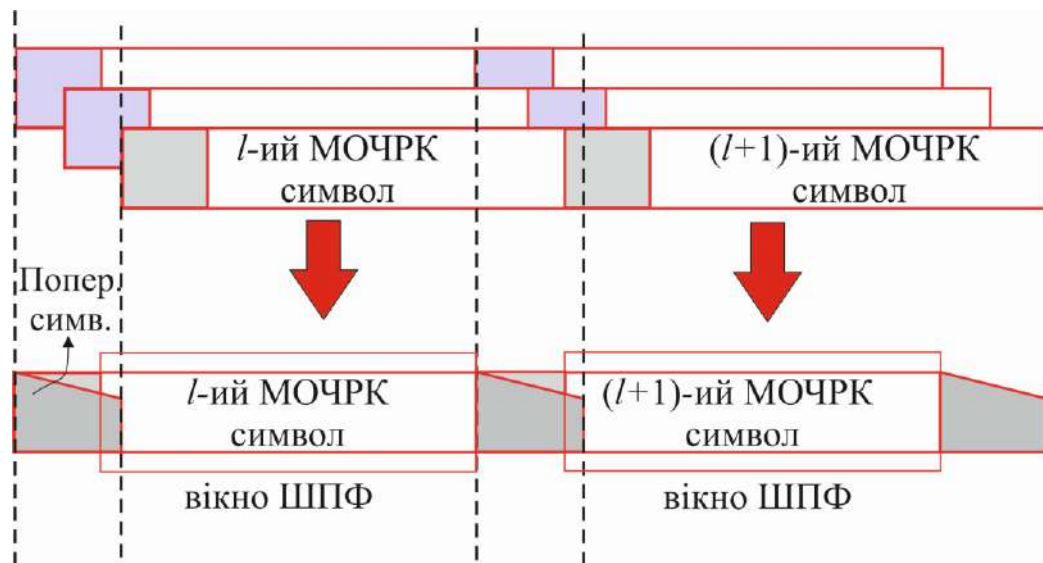


Рисунок 2.7 – Ілюстрація виникнення явищі міжсимвольної інтерференції між символами МОЧРК з довжиною циклічного префіксу коротшою за максимальну затримку в багатопроменевому в каналі

Математично процес обробки символів представимо за наступних умов. Довжина ЦП обрана не менше ніж максимальна затримка в каналі і початкова

точка вікна ШПФ для символу МОЧРК визначається в межах інтервалу ЦП (не залежить від попереднього символу).

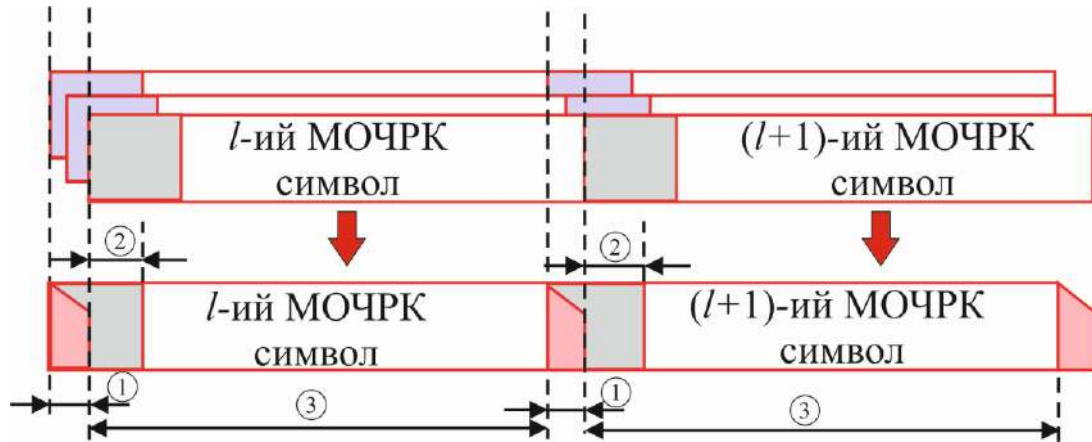


Рисунок 2.8 - Ілюстрація впливу вибору початкової точки вікна ШПФ на виникнення міжсимвольної та міжчастотної інтерференції піднесучих МОЧРК: 1 – часовий інтервал розміщення початкової точки при виникненні міжсимвольної інтерференції; 2 – часовий інтервал розміщення початкової точки для уникнення міжсимвольної та міжчастотної інтерференції; 3 - часовий інтервал розміщення початкової точки при виникненні міжсимвольної інтерференції та міжчастотної інтерференції (між окремими піднесучими)

В приймачу сигналів МОЧРК відбувається процедура ШПФ, тоді отримаємо:

$$\begin{aligned}
 S_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} s_l(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] u_l[n-m] + \xi_l[n] \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi i(n-m)/N} \right\} \right\} e^{-j2\pi kn/N} + \xi_l[k] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] e^{-j2\pi im/N} \right\} U_l[i] \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi(k-i)n/N} \} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &+ \xi_l[k] = \\
 &= H_l[k] \cdot U_l[k] + \xi_l[k] \tag{2.8}
 \end{aligned}$$

У формулі (2.8) позначене через  $U_l[k], S_l[k], H_l[k]$  та  $\xi_l[k]$  частотні складові  $k$ -тої піднесучої  $l$ -того переданого сигналу і відповідно прийнятого сигналу, частотної характеристики каналу та шуму у частотній області.

Наступний етапом розгляду конструкції МОЧРК-сигналу є циклічний суфікс (ЦС). Такий додаток також є розширенням структури МОЧРК-сигналу. ЦФ розміщується в кінці МОЧРК-сигналу (рис. 2.9). Основне призначення ЦФ – запобігання утворення взаємних завад між висхідними і низхідними потоками. Крім того, ЦФ застосовується в якості захисного інтервалу в умовах стрибкоподібної перебудови частоти зокрема в умовах дуплексної передачі даних з частотним розділенням каналів (висхідного та низхідного) для організації двобічної передачі. В цьому випадку додатки ЦП і ЦС вирішують завдання локалізації міжсимвольної інтерференції багатопроменевого каналу і забезпечення ортогональності між висхідним та низхідним потоками. Таким чином тривалість ЦП повинна буди сформована для перекриття часової дисперсії каналу, а тривалість ЦС – у відповідності з різницею між часом передачі у висхідному потоці і часом приймання у низхідному потоці. На рис. представлено структуру МОЧРК-сигналу із тривалістю захисного інтервалу у вигляді доданку між тривалістю ЦП і ЦС.

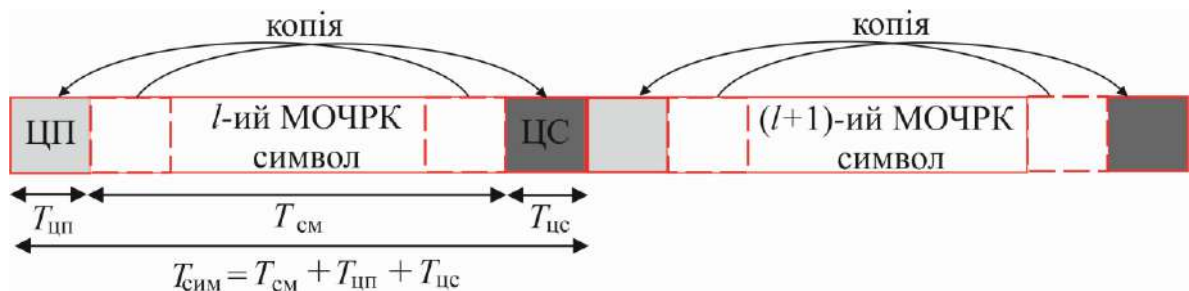


Рисунок 2.9 - Символи МОЧРК-сигналу із врахування циклічного префіксу та суфіксу

Організації МОЧРК-сигналу може бути організована утворенням захисного інтервалу із нульовим заповненням (НЗ). Така конструкція актуальна для широкосмугових і надширокосмугових систем на основі

МОЧРК. На рис. 2.10 представлено символи МОЧРК-сигналу з НЗ і впливом міжсимвольної інтерференції на піднесучі. Наявність незначної затримки у багатопробеновому каналі утворює картину коли символи МОЧРК ефективної довжини (розглянемо випадок коли тривалість НЗ більша ніж максимальна затримка багатопробенового каналу) має розриви в межах вікна ШПФ. Таким чином (як показано на рис. 2.11) частина захисного інтервалу наступного МОЧРК-символу копіюється і додається до заголовка наступного символу з метою запобігання утворення міжчастотної інтерференції (між частотами піднесучих). Так як НЗ утворено нульовою послідовністю, фактична довжина символу МОЧРК з НЗ буде коротша ніж довжина символу МОЧРК який містить ЦП і ЦС. В цьому випадку можна акцентувати увагу на тому, що довжина прямокутного вікна для передачі буде коротша. Отже, на відміну від конструкції МОЧРК-символу яку розглянуто на рис. символ МОЧРК якій сформовано з НЗ буде мати спектральну щільність потужності (СЩП) з меншою позасмуговою пульсацією і більшою позасмуговою потужністю, що дозволить передавати більшу потужність. Причому швидкість передачі даних символу зменшується в  $T_c/T_{\text{сим}} = T_c/T_{\text{сим}} + T_{\text{НЗ}}$  раз внаслідок наявності захисного інтервалу.

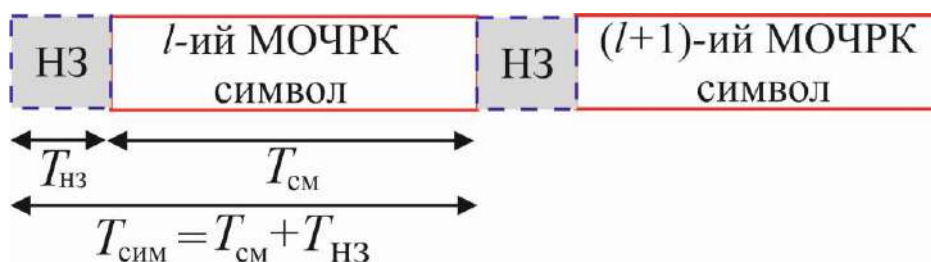


Рисунок 2.10 - Конструкція МОЧРК-символу із нульовим заповненням захисного інтервалу

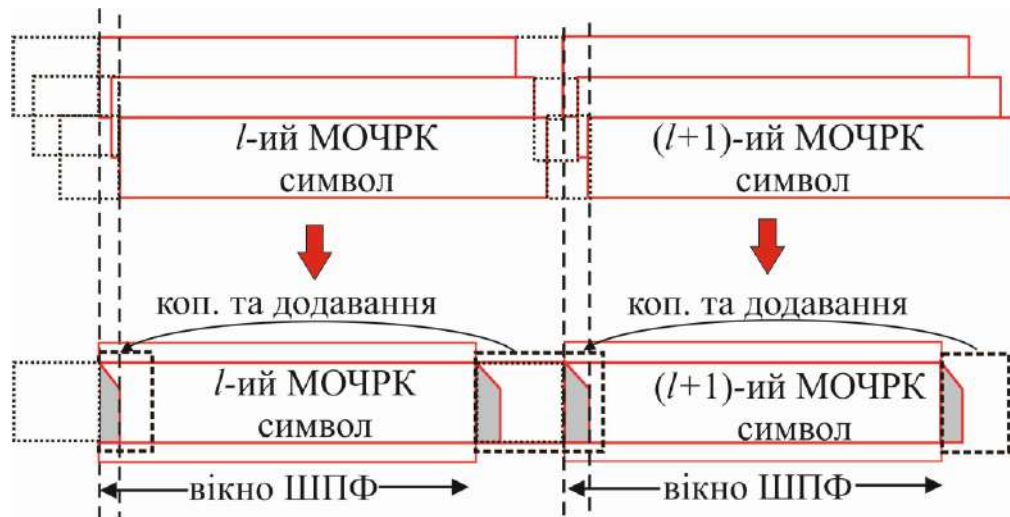


Рисунок 2.11 – Ілюстрація процесу копіювання та додавання захисного інтервалу наступного символу в головну частину поточного символу МОЧРК з метою уникнення міжчастотної інтерференції (між окремими піднесучими)

Враховуючи ілюстрацію рис. 2.11 можна представити, що кожний компонент піднесучої МОЧРК-символу який має ефективну тривалість  $T_{см}$  (рис. 2.10) представляє собою сигнал помножений на прямокутне вікно тривалістю  $T_{см}$  спектр якого можна представити функцією  $\text{sinc}(x)$ . Таким чином, спектр потужності МОЧРК-сигналу можна представити у вигляді доданків які мають частотні зсуви у вигляді функцій  $\text{sinc}(x)$  із великою позасмуговою потужністю. Така конструкція спектру є можливим джерелом виникнення завад за сусіднім каналом. Отже конструкція МОЧРК-символу вимагає захисної смуги для запобігання виникненню звад за сусіднім каналом.

З метою зменшення позасмугової потужності МОЧРК-символів можна використати наступні підходи. Зокрема підхід який ґрунтується на технології пакетної фільтрації (ПФБ) [6], однак такий підхід буде володіти значною складністю і обчислювальних ресурсів. Другий підхід ґрунтується на керування вікнами ШПФ на основі формування у часовій області вікна за допомогою фільтру з функції “припіднятого косинусу” (ПК) (рис. 2.12).

Математично описати такий процес для  $l$ -того МОЧРК-символу сформовані фільтром ПК з вікном  $\Lambda_{l,k}(t)$  і який характеризується коефіцієнтом спаду характеристики  $\alpha$ , можна наступним чином:

$$u_l(t) = \operatorname{Re} \left\{ h_{\text{ПК}}(t - lT_{\text{СИМ}}) \sum_{k=0}^{N-1} U_{l,k} \Lambda_{l,k}(t) \right\}, \quad (2.9)$$

$$u_l^{\text{ПК}}(t) = h_{\text{ПК}}(t - lT_{\text{СИМ}}) \sum_{k=0}^{N-1} U_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{СИМ}})} \quad (2.10)$$

де

$$\Lambda_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k (t - lT_{\text{СИМ}})}, & \text{для } -(T_{\text{НЗ}} + T_{\Delta f}/2) \leq t \leq (T_{\text{СМ}} + T_{\Delta f}/2) \\ 0, & \text{для інших випадків} \end{cases} \quad (2.11)$$

$$h_{\text{ПК}}(t) = \begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos \left( \frac{\pi(t + \alpha T_{\text{СИМ}} + T_{\text{НЗ}})}{\alpha T_{\text{СИМ}}} \right), & \text{для } - \left( T_{\text{НЗ}} + \frac{\alpha T_{\text{СИМ}}}{2} \right) \leq t \leq - \left( T_{\text{НЗ}} - \frac{\alpha T_{\text{СИМ}}}{2} \right) \\ 1, & \text{для } - \left( T_{\text{НЗ}} + \frac{\alpha T_{\text{СИМ}}}{2} \right) \leq t \leq - \left( T_{\text{СМ}} - \frac{\alpha T_{\text{СИМ}}}{2} \right) \\ 0,5 + 0,5 \cos \left( \frac{\pi(t + \alpha T_{\text{СИМ}} + T_{\text{НЗ}})}{\alpha T_{\text{СИМ}}} \right), & \text{для } \left( T_{\text{СМ}} + \frac{\alpha T_{\text{СИМ}}}{2} \right) \leq t \leq \left( T_{\text{СМ}} + \frac{\alpha T_{\text{СИМ}}}{2} \right) \end{cases} \quad (2.12)$$

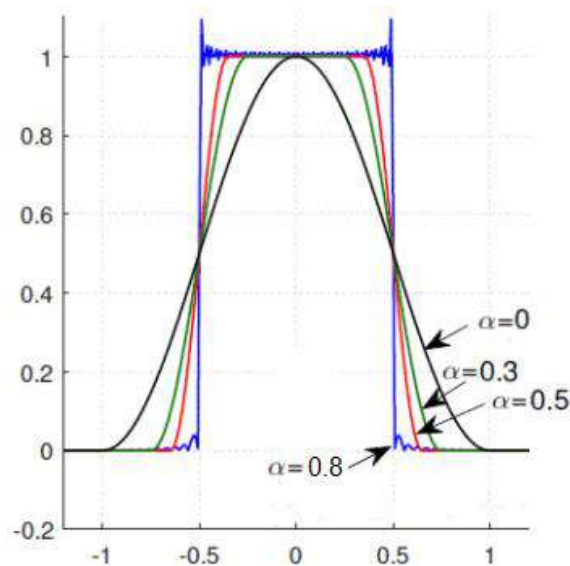


Рисунок 2.12 - Спектр фільтру з функцією “припіднятий” косинус і різним значенням коефіцієнту згладжування  $\alpha$

На рис. 2.13 представлено вікно утворене фільтром ПК який використано з метою формування МОЧРК-символів для протидії позасмуговим завадам.

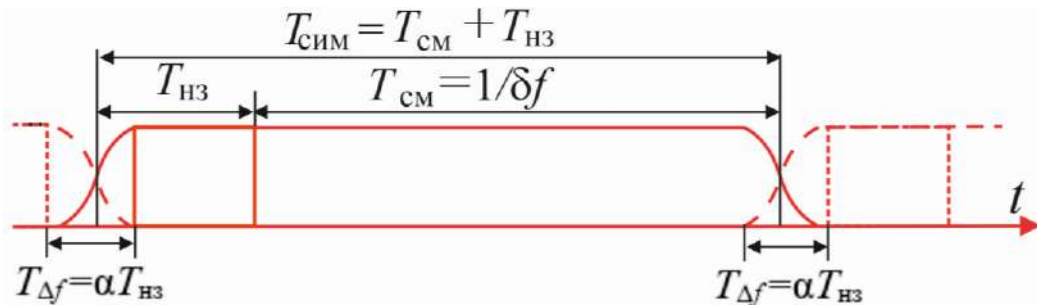


Рисунок 2.13 - Графічна інтерпретація моделі віконної функції для МОЧРК-символу

Ще один підхід який пропонується застосувати для протидії позасмуговим завадам полягає у використанні віртуальних несучих (ВН). Такі несучі представляють собою невикористані піднесучі які присутні заданій смузі частот передачі. В цьому випадку непотрібно додаткових засобів обробки. Зменшується спектральна ефективність (смуга пропускання)  $N_d/N$  внаслідок наявності незадіяних піднесучих (тут  $N_d$  - кількість піднесучих задіяних для передачі даних). Такі віртуальні ВН можна задіяти поряд з віконним керуванням на основі фільтра ПК з метою зменшення позасмугової потужності для протидії позасмуговим завадам. Зокрема, з рис. 2.13 можна встановити, що позасмугова потужність зменшується із збільшенням коефіцієнту згладжування.

### 2.3 Визначення ймовірності бітової помилки у системі передачі із мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів

Проведемо дослідження ймовірності бітової помилки в каналі з МОЧРК за наявності міжсимвольної інтерференції. Основна мета такого дослідження полягала у визначення поведінки МОЧРК-символів сформованих на основі

багатопозиційної амплітудної маніпуляції КАМ-16. Описані вище в магістерській роботі дослідження щодо форми МОЧРК-символів дозволили встановити, що тривалість захисного інтервалу може змінюватись містити як ЦП і ЦС так і НЗ. Таким чином, доцільно визначити продуктивність системи МОЧРК щодо впливу довжини захисного інтервалу на ймовірність бітової помилки в телекомунікаційному каналі. В дослідження використано конструкції 64-х точкового ШПФ для сигналу МОЧРК, із 16-ма ВН у багатопроменевих каналах із завмираннями типу АГБШ і Релея (максимальна затримка у символах дорівнювала 15 вибірок).

Опишемо математично [6] аналітичні вирази для ймовірності бітової помилки у випадку використання сигналів типу КАМ в каналах АГБШ і Релея відповідно:

$$p_{\text{АГБШ}} = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} \Phi \left( \sqrt{\frac{6E_6}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2-1}} \right); \quad (2.13)$$

$$p_p = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left( 1 - \sqrt{\frac{3\beta \log_2 M / (M^2 - 1)}{3\beta \log_2 M / (M^2 - 1) + 1}} \right). \quad (2.14)$$

У формулах (2.13) та (2.14)  $\beta = E_6/N_0$ ;  $M$  – визначає порядок модуляції;  $\Phi(x)$ :

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (2.15)$$

Якщо  $N$  використаних піднесучих з загальної кількості крім  $N_{\text{ВН}}=N-N_{\text{вик}}$  використано для перенесення даних то визначити відношення сигнал/шум (ВСШ) в часовій області можна з формули:

$$\text{ВСШ}_t = \text{ВСШ}_f + 10 \log \frac{N_{\text{вик}}}{N}$$

На рис. 2.14 представлено результати моделювання завадостійкості телекомунікаційного каналу з МОЧРК за наявності міжсимвольної

інтерференції. Досліджували вплив на завадостійкість довжини захисного інтервалу який може складатись як з ЦП, ЦС та і мати ділянку з НЗ.

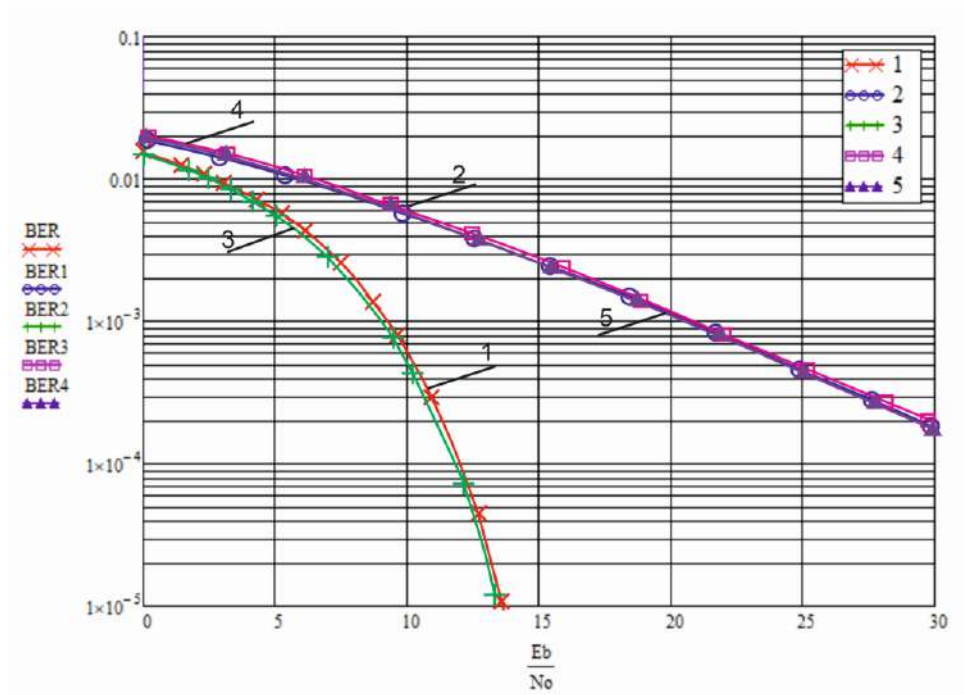


Рисунок 2.14 - Графік завадостійкості каналу з МОЧРК та довжиною захисного інтервалу у 16 символів: 1 – АБГШ – аналітична крива; 2 – Релеєвський канал - аналітична крива; 3 - АБГШ – випадок без захисного інтервалу; - для каналу з ЦП який дорівнює 16-ть символів; для каналу з НЗ яке вибиралось довжиною 16-ть символів

В процесі дослідження використовували 64-х точкове ШПФ, а також резервували 16-ть віртуальних піднесучих. Використовували сигнали типу КАМ-16. Дослідження поводили для двох каналів: АБГШ та каналу з Релеєвським завмиранням (максимальна затримка до п'ятнадцяти символів). Зокрема на рис.2.14 довжина захисного інтервалу вибиралась у 16 символів.

Аналіз отриманих на рис. 2.14 результатів дозволяє зробити наступний висновок. Загалом продуктивність кривої завадостійкості з ЦП або НЗ довжиною 16-ть відліків досить непогано узгоджується з аналітичними результатами для каналу з Релеєвськими завмираннями. Таким чином система

передачі з МОЧРК яка знаходиться під впливом завмирань до тих пір поки обраний довгий інтервал ЦП або НЗ. В каналі АБГШ тренд кривої завадостійкості збігається з аналітичною кривою і загалом не залежить від довжини захисного інтервалу так як в каналі цього типу відсутня затримка викликана багатопроменевим розповсюдженням. Наступний рис. 2.15 дозволяє оцінити як впливає довжина захисного інтервалу на тренд кривої завадостійкості.

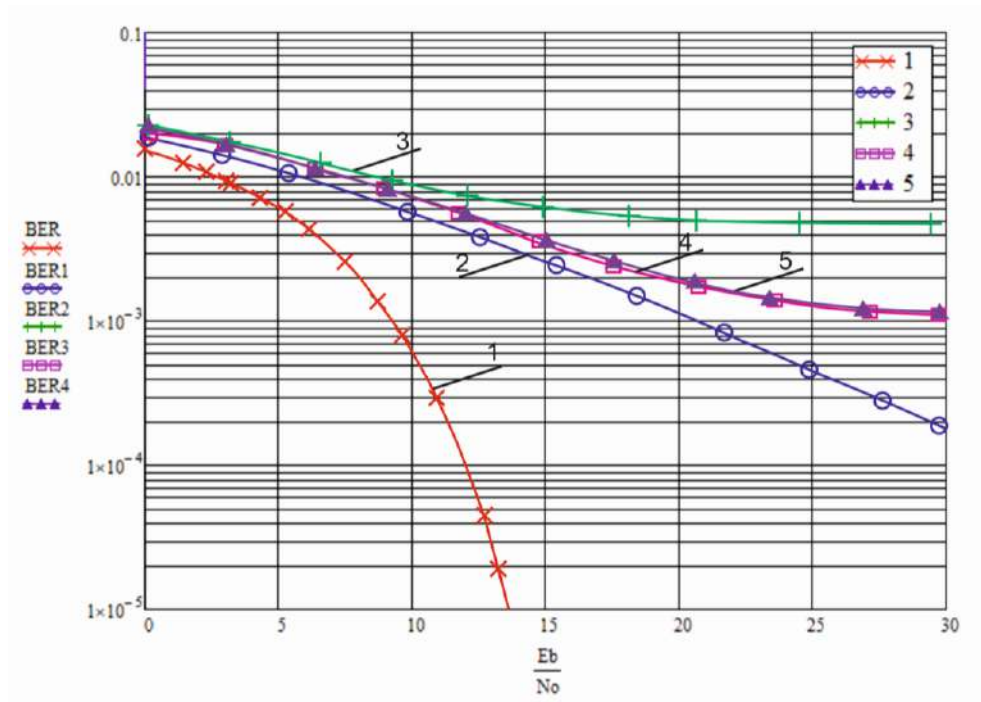


Рисунок 2.15 - Графік завадостійкості каналу з МОЧРК та довжиною 3-и символи: 1 – АБГШ – аналітична крива; 2 – Релеєвський канал - аналітична крива; 3 - АБГШ – випадок без захисного інтервалу; - для каналу з ЦП який дорівнює 3-и символи; для каналу з НЗ яке вибиралось довжиною 3-и символи

Зокрема, вплив міжсимвольної інтерференції на ймовірність бітової помилки в Релеєвському каналі з багатопроменевим завмиранням становиться наочним (криві 4 та 5 на рис. 2.15) за результатами зменшення довжини захисного інтервалу. В кінцевому результаті такий процес приводить до мінімального рівня помилок як показано на рис. , кривими 3, 4, 5.

## **Висновки по розділу 2**

Проведено формування розгорнутої блок-схеми системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Представлено блок-схему формування та оброблення сигналів у системі мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. В рамках сформованої розгорнутої схеми подано порядок усіх процедур які супроводжують процеси формування та оброблення сигналів. Описано методику підвищення завадостійкості символів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Досліджено ймовірності бітової помилки у системі передачі із мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.

## **3 МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ З ЕФЕКТИВНИМ КОДУВАННЯМ**

### **3.1 Проблематика та постановка завдання на дослідження**

За результатами попередніх розділів магістерської роботи було встановлено, що використання МОЧРК метод модуляції, використання якого дозволяє ефективно протидіяти впливу завад та шумів на якість передачі інформації. Зокрема, приведені дослідження дозволяють зробити висновок, що у випадку МОЧРК можна забезпечити надійне приймання сигналів за наявності багатопроменевого розповсюдження та завмирання. В цьому випадку надійність МОЧРК реалізується шляхом перенесення переданої інформації на низку піднесучих які розповсюджуються із швидкістю менше ніж прийнята ширина смуги когерентності каналу передачі. В розділі 2 було визначено, що зменшення міжсимвольної інтерференції в каналах з МОЧРК застосовується різні конструкції захисного інтервалу і в підсумку можна мінімізувати вплив багатопроменевого розповсюдження.

Однак, не дивлячись на істотні переваги такої схеми в каналах зв'язку при прийманні сигналів з МОЧРК можливий випадок коли глибокі завмирання які супроводжують передачу таких сигналів здійснюють селективний вплив на одні піднесучі шляхом їх пригнічення, а на інші – навпаки, підсилення. Така картина в кінцевому рахунку приводить до збільшення середнього відношення сигнал/шум. В каналі з МОЧРК виникають ефекти вибіркового завмирання.

Одним з методів протидії таким ефектам в каналах з МОЧРК є метод який досліджується в цьому розділі магістерської роботи і ґрунтується на застосуванні методів кодування з прямим випрямленням помилок (КПВП). Зокрема, за результатами дослідження потрібно показати, що поєднання КПВП і перемежування можна використати в каналі з МОЧРК для підвищення його завадостійкості. В цьому зв'язку доречним буде застосування схеми

кодування сформованою за допомогою двох рівнів кодування. Тоді в такій схемі на першому рівні кодування який звичайно адаптований до виду модуляції та каналу передачі, можна ефективно здійснити попередню обробку даних для виявлення помилок і при цьому зменшити кількість помилок шляхом групування пакетів з помилковими реалізаціями. Далі, на другому етапі (зовнішньому кодуванні), можна досягти зменшення рівня помилок. Ефективність такої схеми підвищується при застосуванні процедур перемежування і таким чином в каналі з МОЧРК виникає можливість усереднення помилок вибіркового завмирання як по ширині смуги сигналу так і по довжині фрейму.

Отже, виникає наукова задача підвищення завадостійкості приймання сигналів в каналі з МОЧРК в умовах вибірових завмирань і багатопроменевого розповсюдження шляхом застосування методів завадостійкого кодування [21-31]. Вирішення сформульованої задачі проводиться на основі використання в каналі з МОЧРК і цифровою модуляцією турбо-кодів (ТК). Буде досліджено можливість підвищення завадостійкості таких каналів до частотно-вибірних завмирань.

### **3.2 Розробка схеми кодування з прямим виправлення помилок в каналі мультимплексування з ортогональним частотним розділенням каналів**

Основою для розробки турбо-кодів стали згорткові коди які знайшли широке застосування у багатьох стандартах цифрових телекомунікацій. Таке поширення згорткових кодів обумовлене їх застосуванням для декодування в реальному часі, а також надійності в умовах низьких відношень сигнал/шум в каналах. Найбільш відомі згорткові коди в більшості є несистематичними [10]. Однак при формування схеми турбо-декодера використаємо систематичні згорткові коди. В цьому випадку, синтез (або генерацію) туро-кодів будемо

здійснювати з допомогою паралельної об'єднання (або конкатенації) двох рекурсивних систематичних згорткових кодів (РСЗК).

На рис.3.1 представлено конструкцію РСЗК для швидкості кодування 1/2 (пам'ять коду дорівнює 4).

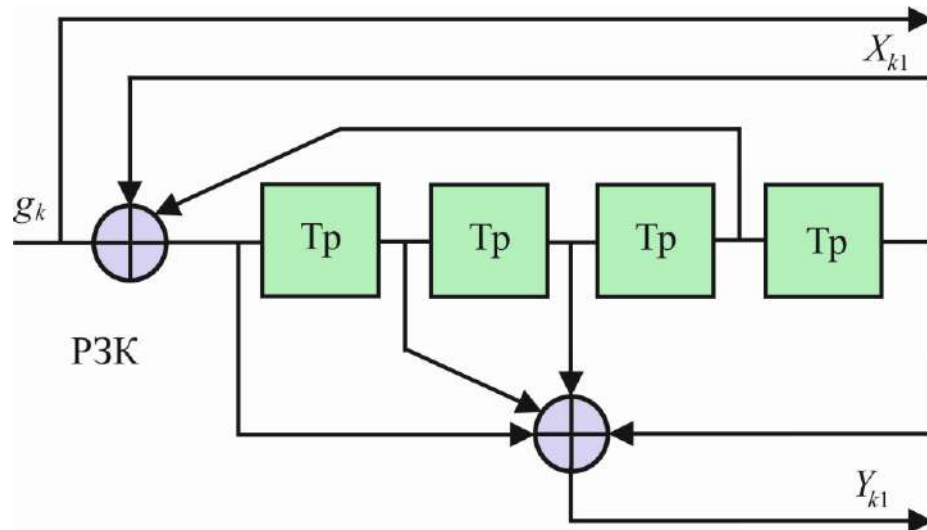


Рисунок 3.1 – Блок-схема рекурсивного згортково кодеру: Тр - тригерна комірка

Формування конструкції ТК будемо проводити за допомогою утворення паралельного з'єднання двох РСЗК при утворенні зворотного зв'язку. Основна концепція щодо вибору РСЗК пов'язана з їх систематичним характером який стане в нагоді для утворення паралельної конкатенації. Будемо формувати схему ТК під швидкість 1/3 шляхом об'єднання двох РСЗК розділених перемешувачем. Отримаємо конструкцію представлену на рис. 3.2.

Бітовий вхідний потік  $X_k$  потрапляє на перший РСЗК 1 з метою утворення першого біту парності і далі після перемешування використовується для утворення другого біту парності. Перемешувач [22] забезпечує випадковий характер вхідної послідовності та впливає на значення вільної відстані коду та створює передумови для блокової обробки складових кодової послідовності.

Конструкція декодера утворена двома декодерами які організовано за принципом «М'який вхід – м'який вихід» (МВх-МВих (англ. SISO)) по одному для кожного потоку який утворено одиничним блоком РЗК.

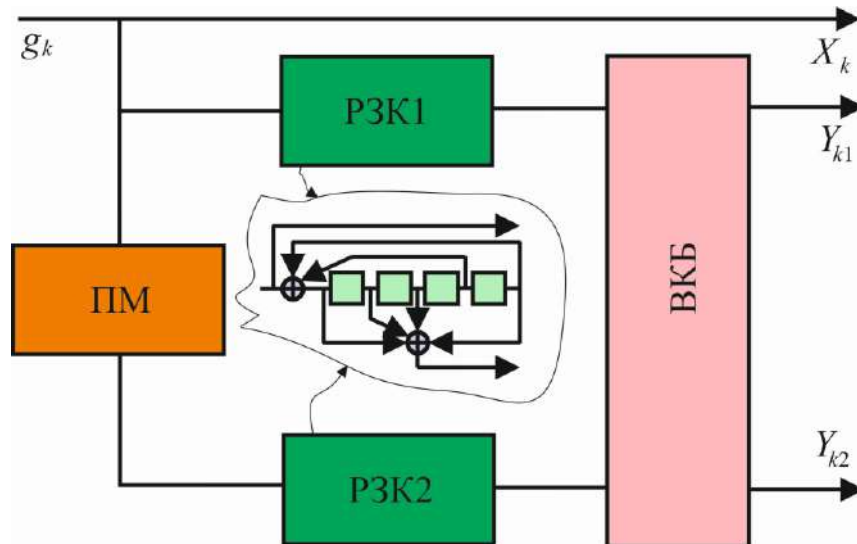


Рисунок 3.2 – Конструкція турбо-кодера (швидкість кодування 1/3): РЗК – рекурсивний згортковий кодер; ПМ – перемежувач; ВКБ – блок виколювання бітів

Вони обробляють систематичну частину коду (позначено як  $X_k$  на рис. 3.2) та біти надлишковості які пов'язані з потоками  $Y_{k1}$  (та/або  $Y_{k2}$ ) і зовнішню інформацію яка надходить від іншого кодера. Реалізація декодера визначає процес його функціонування який може бути паралельним або послідовним, однак рекурсивність зберігається.

На рис. 3.3 практична схема декодера ТК. Існує низка алгоритмів функціонування декодерів ТК. Мінімальну ймовірність помилки схеми декодера (МВх-МВих) забезпечує алгоритм декодування за допомогою апостеріорного максимуму (АМАКС англ. MAP) [26]. На практиці для уникнення складності алгоритму АМАКС використовується його логарифмічна модифікація ЛАМАКС (англ. LOG-MAP). Подальша оптимізація алгоритму АМАКС пов'язана з використанням принципу

апроксимації за довідковою таблицею (МАМАКС, англ. MAX-LOG-MAP) [28]. Досить поширеним є алгоритм м'якого виводу Вітербі (АМВВ, англ. SOVA). За таким алгоритмом виконується визначення послідовності максимальної правдоподібної оцінки (МП) який загалом рахується субоптимальним алгоритмом оцінки декодування ТК [25]. Потрібно зазначити, що в практичних додатках складність алгоритму АМАКС спричиняє використання модифікацій спрощених алгоритмів які мають меншу обчислювальну складність і між тим характеризуються неоптимальністю і як результат зменшеним рівнем продуктивності.

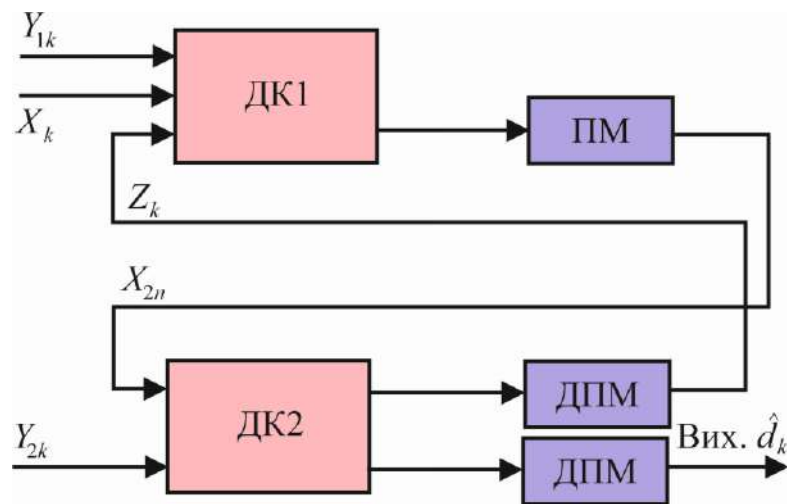


Рисунок 3.3 – Практична блок-схема турбо-декодера

Математично для систематичного коду м'який процес декодування  $\Lambda(\hat{g}_k)$  представимо наступним чином:

$$\Lambda(\hat{g}_k) = \Lambda_c(X_k) + \Lambda(g_k) + \Lambda_e(\hat{g}_k) \quad (3.1)$$

де  $\Lambda(g_k)$  – апіорне логарифмічне відношення функції правдоподібності (ВФП);  $\Lambda_c(X_k)$  - метрика отримана при оцінці каналу;  $\Lambda_e(\hat{g}_k)$  – метрика отримана на основі зовнішньої інформації від процесу декодування і загалом незалежна від входу декодера  $X_k$ .

Таким чином метрики  $\Lambda_c(X_k)$ ,  $\Lambda_e(\hat{g}_k)$  та  $\Lambda(\hat{g}_k)$  використовуються другим декодером як спостереження за  $g_k$  з метою організації ітеративного процесу.

На рис. 3.3 представлена схема для дослідження системи передачі з МОЧРК і канальним кодуванням на основі ТК. Як слідує з схеми, вхідні фрейми ТК групуються, кожен блок пакетів формує кадр МОЧРК який, як було описано у розділі 2, починається з символу синхронізації за яким слідує опорний символ. Перший символ буде використовуватись з метою визначення часу початку кадру і оцінки зсуву частоти, а другий буде використовуватись для оцінки частотної характеристики каналу.

В ТК використовували різні генераторні поліноми (7, 5), (37, 21) та (117, 121) і швидкості кодування: 1/3, 1/2, 2/3, 3/4. Один пакет ТК утворений 1632-бітними перемеженими блоками. Модуляцію піднесучих МОЧРК здійснювали за  $N$  за допомогою ФМ-4 та КАМ-16 (64) та програмованою зміною довжини захисного інтервалу.

Блок бітового перетворювача обчислює бітову ймовірність прийнятого символу  $v_k$  за формулою:

$$\Lambda(v_{k,i}) = \frac{|H(i)|^2}{4} \left[ \min_{\gamma J \in X_{J_k}^0} (y(i) - \gamma Y)^2 - \min_{\gamma J \in X_{J_k}^1} (y(i) - \gamma Y)^2 \right] \equiv |H(i)|^2 B_{Y,k} \quad (3.2)$$

де  $H(i)$  – відгук каналу,  $X_{J_k}^0$  та  $X_{J_k}^1$  підмножини які описуються на відображенні коду Грея [6], і  $B_{Y,1} = -|y_Y[i]|$ - ФМ-4; КАМ-16 (64):

$$B_{Y,1} = \begin{cases} y_Y[i], & |y_Y[i]| < 2 \\ 2(y_Y[i] - 1), & y_Y[i] > 2 \\ 2(y_Y[i] + 1), & y_Y[i] < -2 \end{cases}$$

$$B_{Y,2} = -|y_Y[i]| + 2$$

В дослідженні використано ітеративний компонентний декодер з використанням алгоритму декодування АМВВ, АМАКС, МАМАКС.

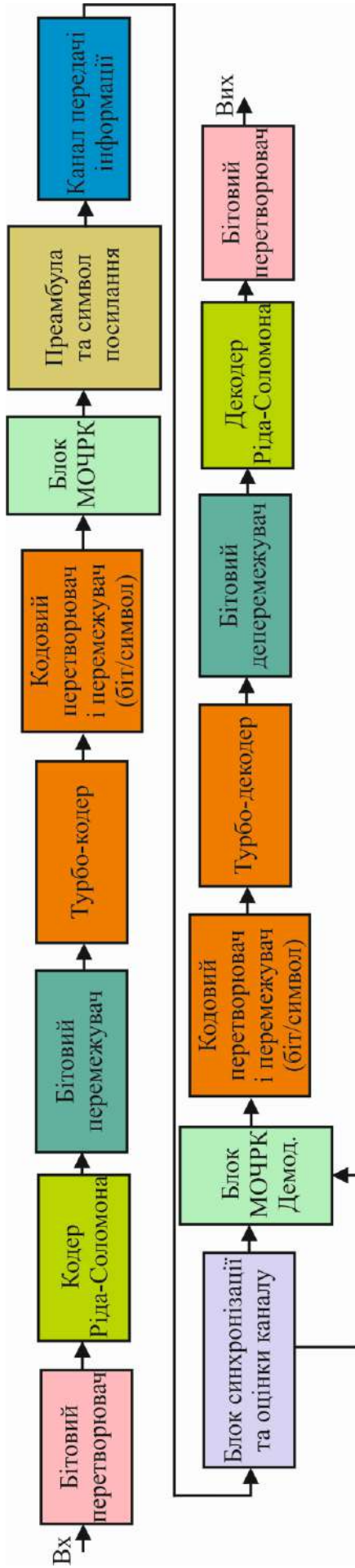
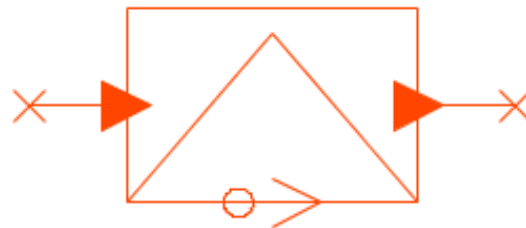


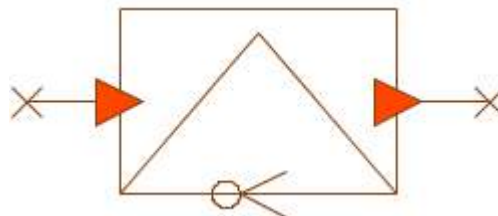
Рисунок 3.3 - Блок-схема формування та обробки сигналів у системі МОЧРК з процедурою каскадного кодування

На рис. 3.3 представлено синтезовану схему (Simulink-модель) телекомунікаційного каналу з МОЧРК та каскадним кодуванням кодами з прямим виправленням помилок (РС+ТК).

Реалізація МОЧРК (OFDM) в схемі рис. 3.3 проведена за допомогою блоків МОЧРК-модулятора та демодулятора, рис. 3.4.



а



б

Рисунок 3.4 – Simulink-моделі модулятора (а) та демодулятора (б) сигналів МОЧРК

Блоки перетворюють послідовність складних символів у форму сигналу МОЧРК з комплексною обвідною з багатьма несучими рис.3.5.

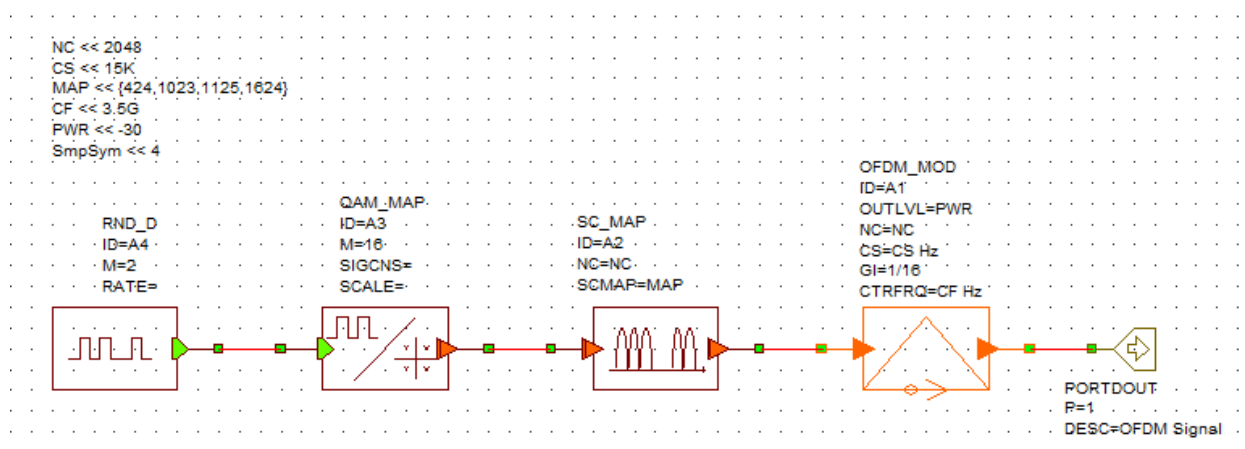


Рисунок 3.5 – Підсистема формування сигналів з МОЧРК-модуляцією

В схемі на рис. 3.5 бітова послідовність надходить до бітового перетворювача (MAP) і далі на формувач піднесучих сигналів (Subcarrier MAP). Далі відбувається формування сигналів МОЧРК.

На рис. 3.6 представлено підсистему обробки сигналів з МОЧРК. До складу схеми входить блок SC DMAP – блок який забезпечує виділення піднесучих даних із символу МОЧРК.

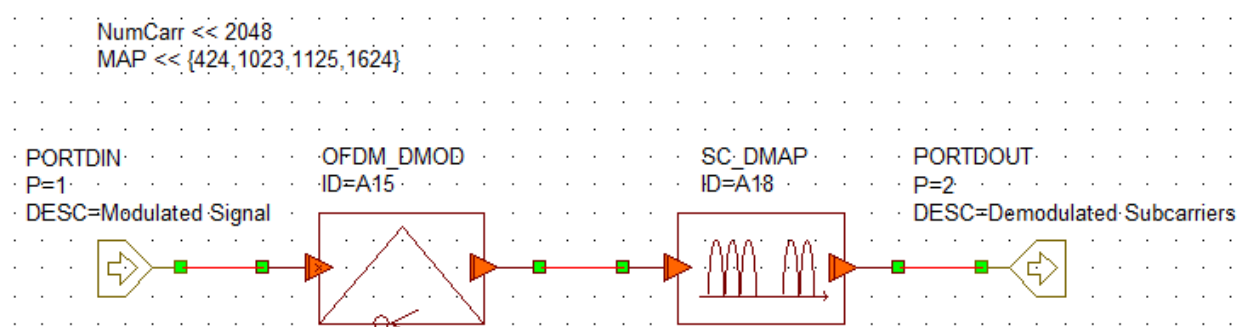
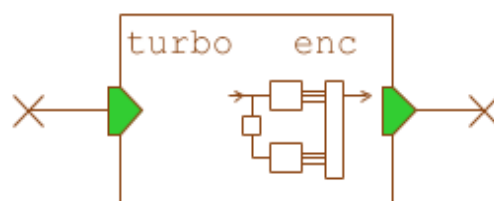
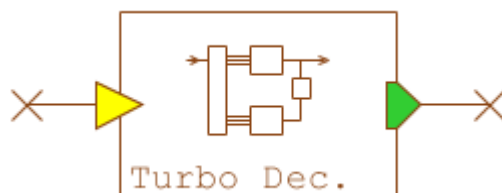


Рисунок 3.6 - Підсистема обробки сигналів з МОЧРК-модуляцією

На рис. 3.7 блок підсистеми турбо-кодера та декодера.



а



б

Рисунок 3.7 - Simulink-моделі турбо-кодера (а) та декодера (б)

Конструкція ТК містить паралельні конкатеновані (каскадні) турбо-коди з двома ідентичними складовими рекурсивними систематичними кодами та турбо-перемежувачем (рис. 3.3).

Продуктивність системи оцінювалась проведенням низки експериментів чисельного моделювання у різних конфігураціях схем кодування/декодування у каналі з АБГШ. Для проведення досліджень використано конструкції розміром по сто кадрів (фреймів) які містили по двадцять пакетів кожна. Програмно модель мала установки щодо відомої структури інформації що передавалась в каналі, крім того у випадку дослідження ефективності кодування механізм синхронізації був організований як ідеальний. Процес дослідження включав кроки щодо визначення впливу структури ТК на продуктивність також оцінювався вплив кількості ітерацій декодування, швидкості кодування та форми сигнально-кової конструкції. В експерименті досліджувались характеристики ТК як складового кодеру в каналі з МОЧРК. Ідея застосування каскадної конструкції (дослідження телекомунікаційного каналу з ТК без каскадного кодування буде представлено нижче в магістерській роботі), полягала у досягненні продуктивності каналу на рівні ймовірності бітової помилки  $BER=10E-9$ . В роботах [28] доказано, що такий підхід дозволить усунути ефект насичення притаманний ТК і таким чином підвищити продуктивність каналу в цілому.

Таким чином в схемі внутрішній декодер знижує ймовірність отриманні бітових помилок до рівні  $10E-4 \div 10E-5$  (рис. 3.8), для отримання на виході каскадного коду (РС+ТК) продуктивності  $10E-9$ .

### **3.3 Дослідження продуктивності каналів МОЧРК з каскадним кодуванням**

На рис. 3.8 представлений типовий характер розподілу помилок на виході ТК за ймовірності бітової помилки на рівні  $10E-5$  в залежності від кількості ітераційних циклів при декодуванні. На схемі рис. 3.8 та 3.9 представлено дослідження продуктивності кнаканалу з МОЧРК і турбо-кодуванням рис. 3.10. Використовували алгоритм декодування ЛАМАКС (LOG-MAP) за різних швидкостях кодування ( $R=1/3$  і  $R=1/2$ , 5 -ітерацій). Встановлюємо, підвищення

ефективності декодування при збільшенні кількості ітерацій і отриманий енергетичний вигравш кодування близько 0,25 дБ.

В схемі на рис. 3.11 запропоновано використати зовнішній перемежувач з метою забезпечення вірного розподілу помилок утворених згрупованими ділянками пошкоджених даних які можуть надходити до каналу від складового згорткового кодера (див. рис. 3.3.) [10].

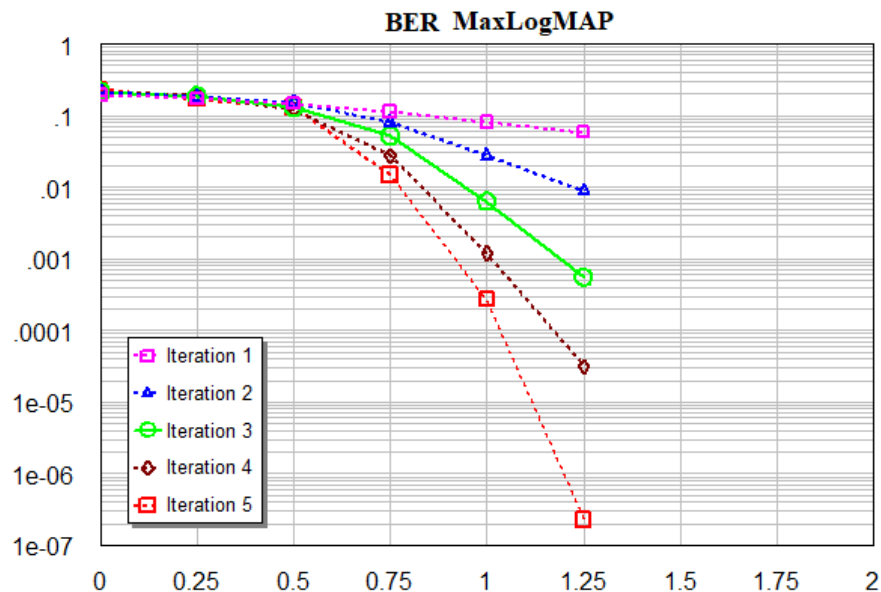


Рисунок 3.8 - Графіки завадостійкості каналу з турбо-кодуванням (алгоритм декодування LogMAP,  $R=1/3$ , довжини блоку – 2298 біт)

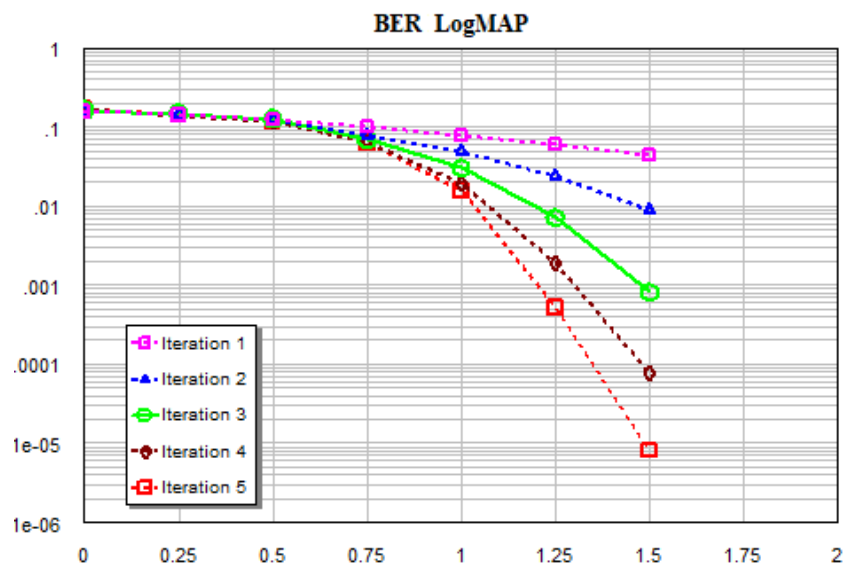


Рисунок 3.9 - Графіки завадостійкості каналу з турбо-кодуванням (алгоритм декодування LogMAP,  $R=1/2$ , довжина блоку – 2298 біт)

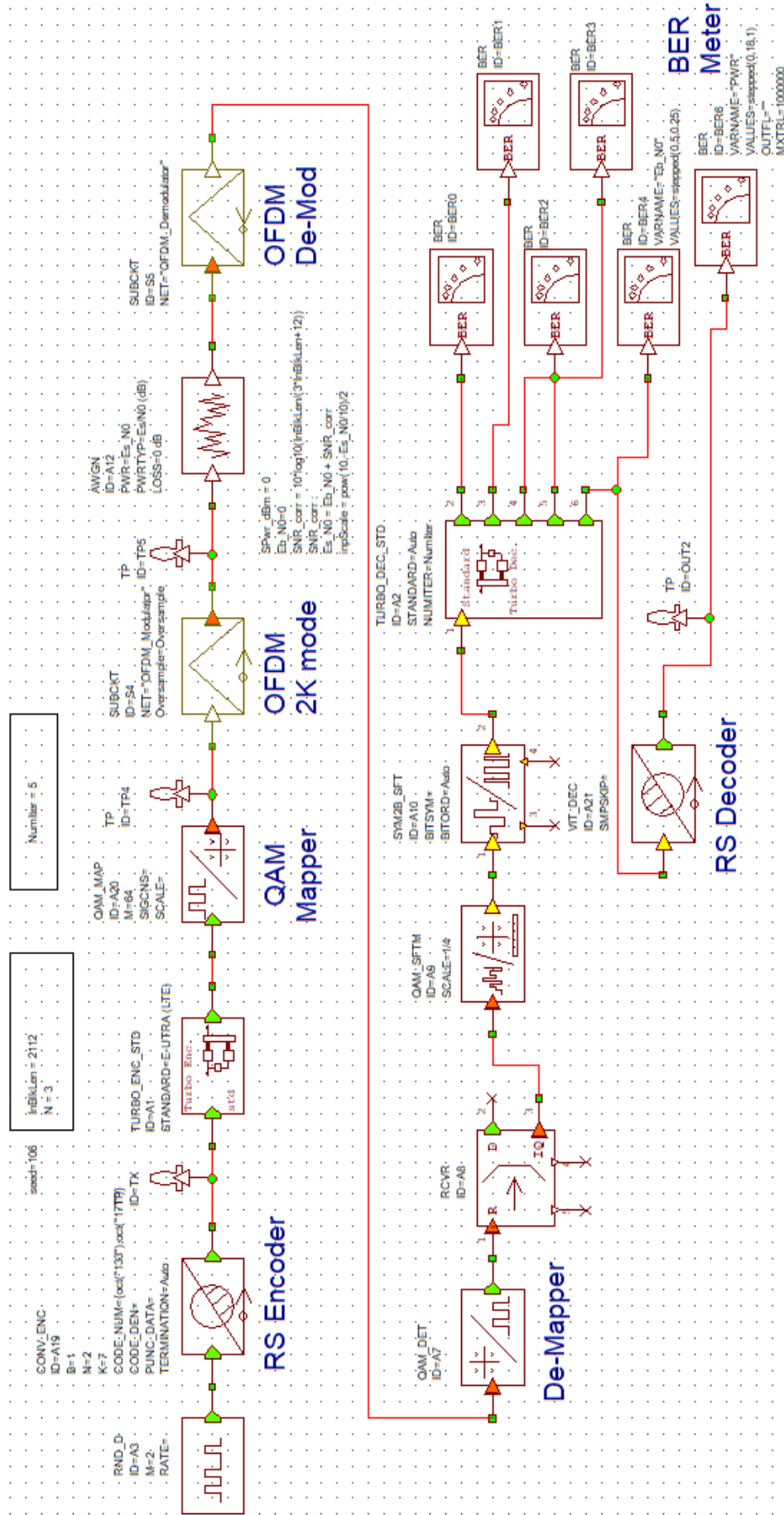


Рисунок 3.10 - Simulink-модель формування та обробки сигналів у системі МОЧРК з процедурою каскадного кодування

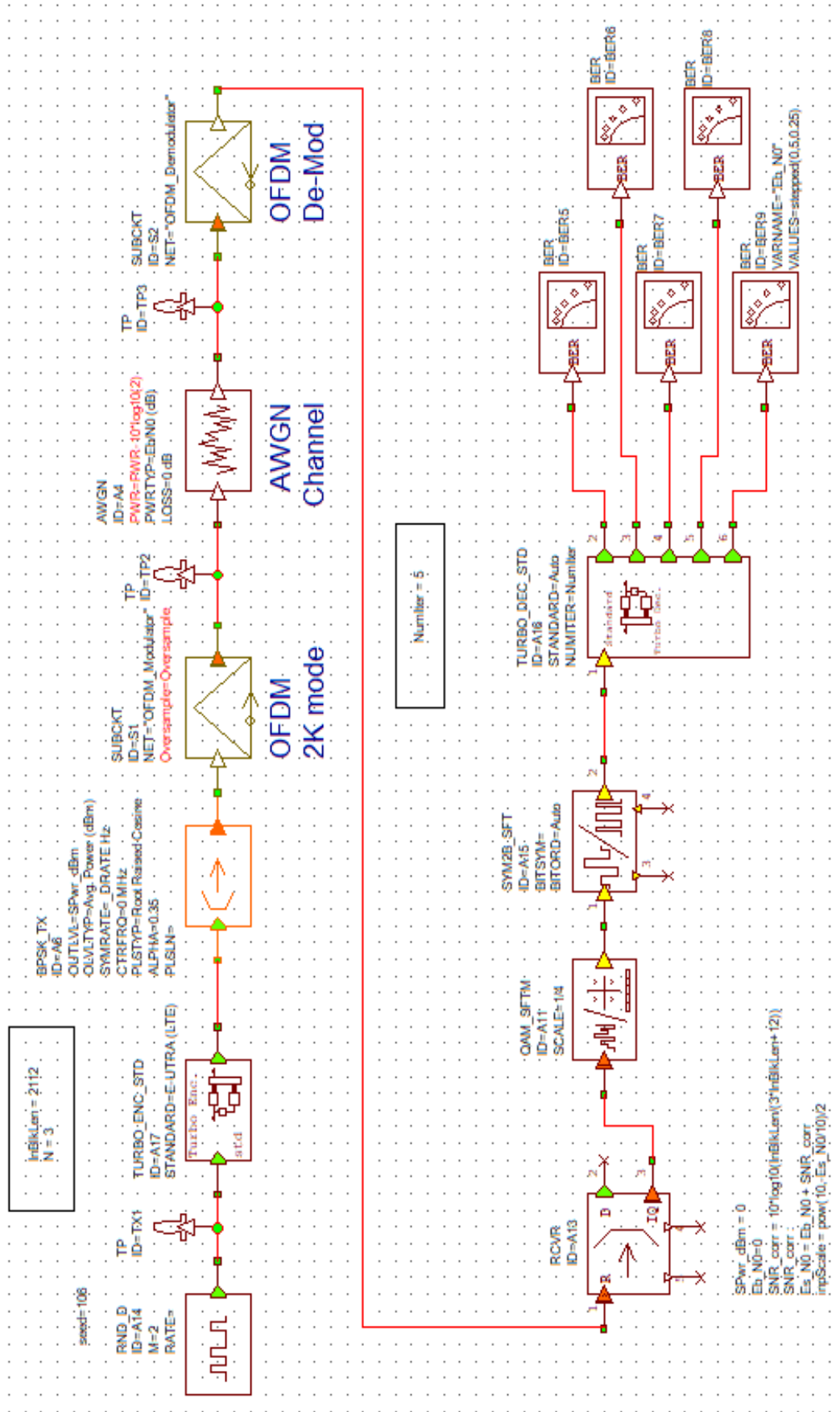


Рисунок 3.1.1 - Simulink-модель формування та обробки сигналів у системі МОСРК з турбо-кодуванням

Функція розподілу ймовірності помилок  $p_v(y)$  може бути представлена наступним виразом:

$$P = \int_0^v p_v(y) dy \quad (3.3)$$

Спектр сигналу на МОЧРК на передавальному (TX) та приймальному боці (RX) каналу представлено на рис. 3.12.

На рис. 3.13 представлено симуляцію каналу з сигналами МОЧРК для випадку КАМ-64 з кодованим каналом і некодованим. Для низьких рівнів відношення сигнал/шум ( $E_b/N_0$ ) спостерігається гірша продуктивність кодованої системи ніж некодованої. Однак переваги кодованої системи добре видно за великих рівнів відношення сигнал/шум, що загалом свідчить на вигоду кодованої системи перед некодованою.

На рис. 3.14 представлено графіки завадостійкості телекомунікаційного каналу з МОЧРК і каскадним кодуванням. В процесі експерименту використано три ітерації, швидкість кодування  $1/3$ , коди (7, 5), (15, 17), (37, 21), (117, 121) та КАМ модуляція (рис. 3.15). Найкращі показники має код типу (117, 121), енергетичний вигоду кодування склав майже 2 дБ.

На рис. 3.16 представлено отримані графіки завадостійкості телекомунікаційного каналу з сигналами МОЧРК та каскадним кодуванням (РС+ТК) для конфігурації кодів (37, 21) та (117, 121) 5 – ітерацій і швидкість кодування  $1/3$  за різних схем модуляції. Використовувались багатопозиційні сигнали КАМ -4 та КАМ-16. Результат моделювання свідчить на втрату продуктивності у випадку підвищення рівнів модуляції, причому для випадку однакової структури коду (37, 21) при використанні КАМ-4 та КАМ-16 [24] падіння продуктивності склало близько 3,9 дБ тоді як перехід до структури коду (117, 121) для аналогічного виду сигналів призвів до втрати продуктивності 3,1 дБ.

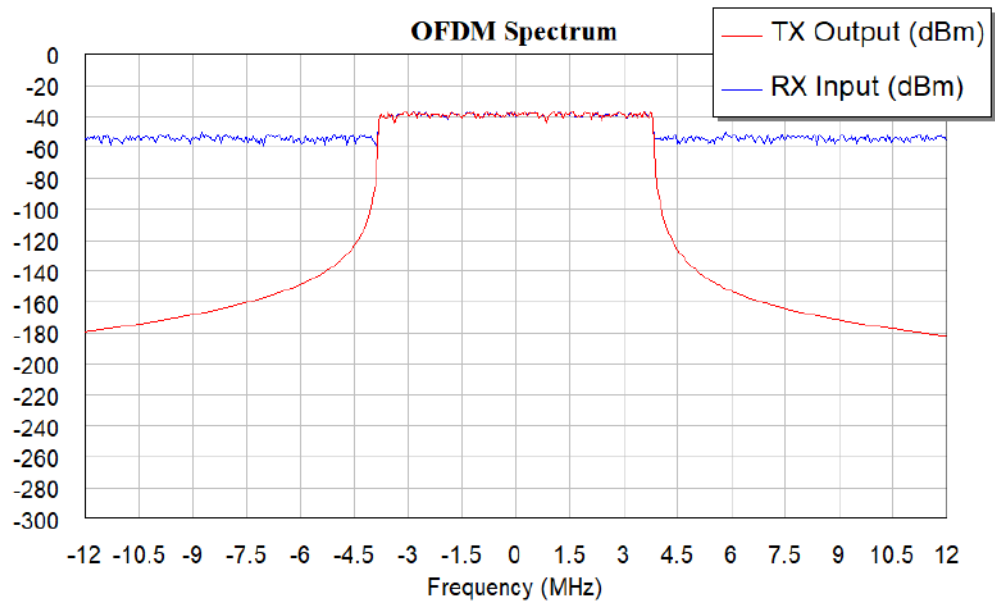


Рисунок 3.12 - Спектр сигналу МОЧРК на передавальному (TX) та приймальному боці (RX) каналу

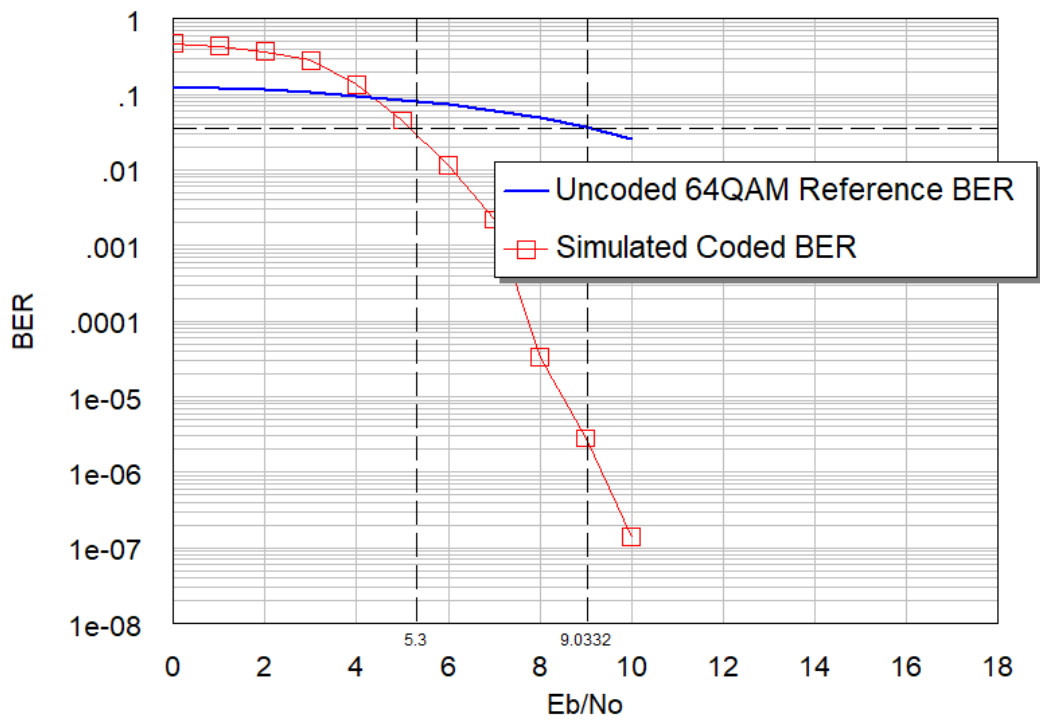


Рисунок 3.13 - Графіки завадостійкості каналу з МОЧРК у випадку кодованої і некодованої конфігурації, КАМ-64

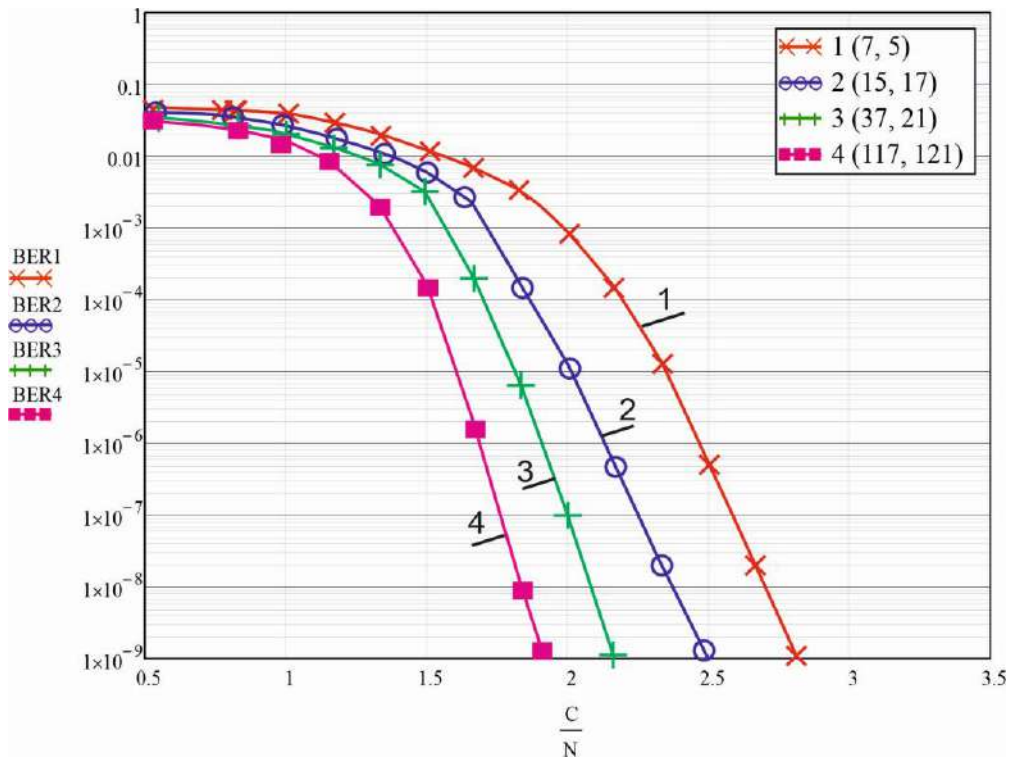


Рисунок 3.14 - Графіки завадостійкості сигналів МОЧРК з каскадним кодуванням (PC\_TK): 1 – (7, 5), 2 – (15, 17), 3 – (37, 21); 4 – (117,121); КАМ-4

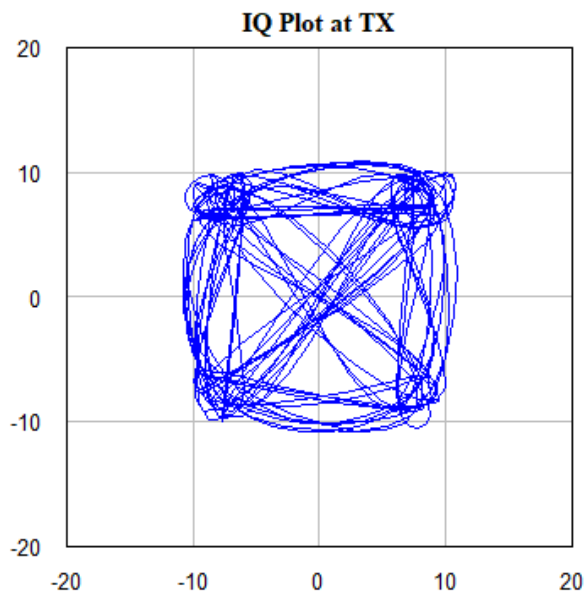


Рисунок 3.15 – Констеляційна діаграма сформованого сигналу КАМ-4

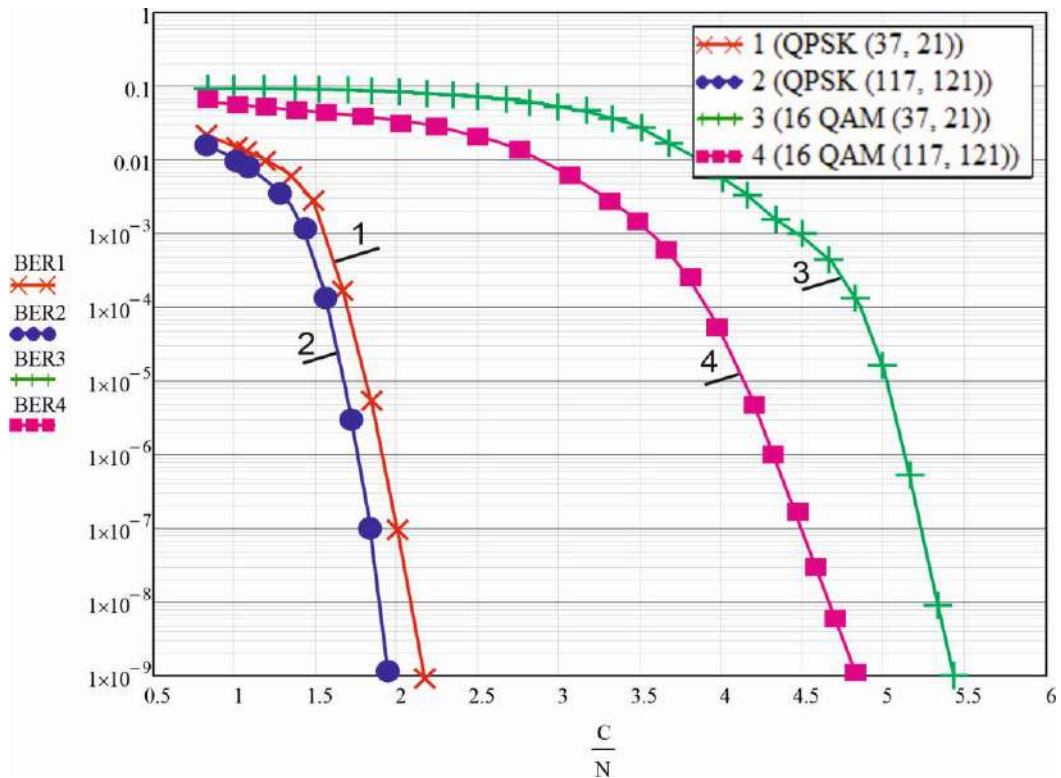


Рисунок 3.16 - Графіки завадостійкості сигналів МОЧРК з каскадним кодуванням (PC\_ТК): 1 – КАМ-4 (37, 21); 2 – КАМ -4 (117, 121); 3 – КАМ -16 (37, 21); КАМ – 16 (117, 127)

На рис. 3.17 представлено результати дослідження продуктивності каналу з сигналами МОЧРК у випадку змін кількості ітерацій при декодуванні зовнішнього декодера ТК. В процесі дослідження кількість ітерацій змінювали з 1 до 5-ти (швидкість кодування  $1/3$ ). В результаті дослідження встановлювався енергетичний вигравш при зміні кількості ітерацій. Так у випадку збільшення кількості ітерацій з 1-ї до 3-х продуктивність каналу підвищувалась на 2 дБ, а збільшення кількості ітерацій до 5-ти приводило до підвищення продуктивності на 0,25 дБ.

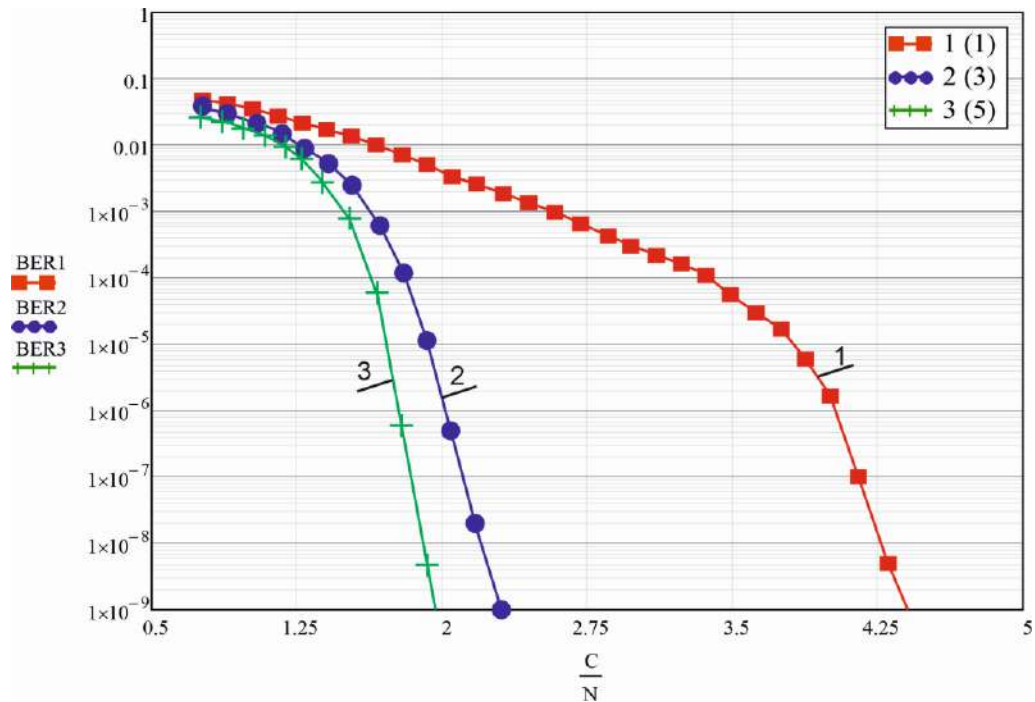


Рисунок 3.17 - Графіки завадостійкості сигналів МОЧРК з каскадним кодуванням (РС\_ТК (37, 25)): 1 – 1-на ітерація; 2 – 3-ри ітерації; 3 – 5-ть ітерацій

Результати дослідження (рис. 3.17) дозволяють стверджувати, що продуктивність схеми каскадного кодування у МОЧРК-каналі залежить від кількості ітерацій декодування, а також структури сигнально-кової конструкції. Збільшення довжини кодової послідовності підвищує продуктивність схеми, однак безпосередньо впливає на складність декодування. Збільшення кількості ітерацій підвищує продуктивність декодування однак впливає на швидкодію і відповідно обчислювальну складність декодування. Однак оптимальний по швидкодії і обчислювальній складності підбір схеми та алгоритму декодування ТК дозволяє знайти компроміс щодо конструювання каскадних схем у каналах з МОЧРК і отримати в кінцевому результаті задовільний вигравш у продуктивності.

### **Висновки по розділу 3**

Описана методика підвищення завадостійкості систем мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів з ефективним кодуванням. Дані рекомендації щодо застосування методів кодування з прямим випрямленням помилок. Розв'язана наукова задача підвищення завадостійкості приймання сигналів в каналі з мультиплексуванням ортогональним частотним розділенням каналів в умовах вибіркових завмирань і багатопроменевого розповсюдження шляхом застосування методів завадостійкого кодування. Запропоновано схему кодування з прямим виправлення помилок в каналі мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів на основі каскадних сигнально-кодових конструкцій.

## 4 ДОСЛІДЖЕННЯ УМОВ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ОРТОГОНАЛЬНОСТІ ПІДНЕСУЧИХ ПРИ СИНХРОНІЗАЦІЇ МОЧРК-СИГНАЛІВ

### 4.1 Формулювання проблеми та постановка завдання на дослідження

У розділі 3 магістерської роботи зазначалось, що експерименти по визначенню продуктивності каналів з сигналами МОЧРК та каскадним кодуванням проводились за умов забезпечення ідеальної синхронізації в каналі. Таке припущення для проведення експериментів доцільно у випадку оцінювання виграшу за рахунок введення кодування з прямим виправленням помилок в МОЧРК-канал. Однак за реальних умов, і на це було наголошено в розділах 1 та 2 магістерської роботи, система МОЧРК здійснює перенесення даних повідомлень на ортогональних піднесучих в паралельному форматі, причому одночасно здійснюючи протидію спотворенням які виникають у частотно-вибірному каналі та які супроводжуються міжсимвольними завадами внаслідок багатопроменевого завмирання при розповсюдженні сигналів. Крім того у розділі 1 наголошувалось, що переваги МОЧРК для інформаційних каналів актуальні лише у випадку забезпечення умов ортогональності. У випадку якщо умови ортогональності не виконуються, або виконуються не в повній мірі, продуктивність каналу з МОЧРК погіршується. Зрив ортогональності супроводжують такі явища як виникнення міжсимвольних завад (МЗ) і явище міжканальних завад (МкЗ). Отже, враховуючі зазначене вище, потрібно вирішити проблему забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-сигналів в умовах реального комплексу завад для отримання усіх переваг таких сигналів. Для вирішення сформульованої проблеми потрібно дослідити умови часового зміщення символів МЗ та чинники які впливають на зміщення несучих частот МкЗ. З цією метою потрібно дослідити методи синхронізації в системах МОЧРК. Для врахування явищ МЗ та МкЗ під час аналітичного опису умов синхронізації [5] позначимо помилку в наслідок дії МЗ як  $\psi$ , а внаслідок дії МкЗ –  $\mu$ . Тоді

використаємо отримане у розділі 2 рівняння (2.8), яке є математичною моделлю обробки сигналів МОЧРК на приймальному боці каналу, і отримаємо математичну модель сигналу МОЧРК на приймальному боці каналу за умов частотного та частотного зміщення символів під впливом завад:

$$\begin{aligned} s_l(n) &= R'_{n,k}[S_l[k]] = R'_{n,k}[H_l[k] \cdot U_l[k] + \xi_l[k]] = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] \cdot U_l[k] e^{j2\pi(k+\mu)(n+\psi)/N} + \xi_l[n] \end{aligned} \quad (4.1)$$

де  $\xi_l[n] = R'_{n,k}[\xi_l[k]]$  – тобто ЗШПФ.

#### 4.2 Оцінка умов забезпечення символної синхронізації МОЧРК-сигналів

Для оцінки умов забезпечення символної синхронізації МОЧРК-сигналів звернемось до рис. 1.3 (розділ 1). З рис. 1.3 встановлюємо, що ЗШПФ і ШПФ це основні функції які супроводжують відповідно процес модуляції та демодуляції на передавальному та приймальному боці каналу. Таким чином, для того що б здійснити  $N$ -точкове ШПФ в приймальному тракті необхідно мати точні вибірки переданого сигналу тривалістю яка відповідає символу МОЧРК. Тобто потрібна часова синхронізація з метою фіксації початкових точок кожного символу МОЧРК. МЗ в часовій області викликає зсув по фазі  $2\pi k\psi/N$  в частотній області який пропорційний індексу піднесучої і відповідно помилці  $\psi$ .

В залежності від розміщення початкової точки символу МОЧРК можливі наступні випадки часового зміщення: початкова точка обрано точно на початок символу; початкова точка розміщена дещо раніше початку символу; початкова точка розміщена істотно раніше; початкова точка розміщена пізніше за точний момент часу. На рис. 4.1 графічно представлено згадані випадки виникнення часового зміщення.

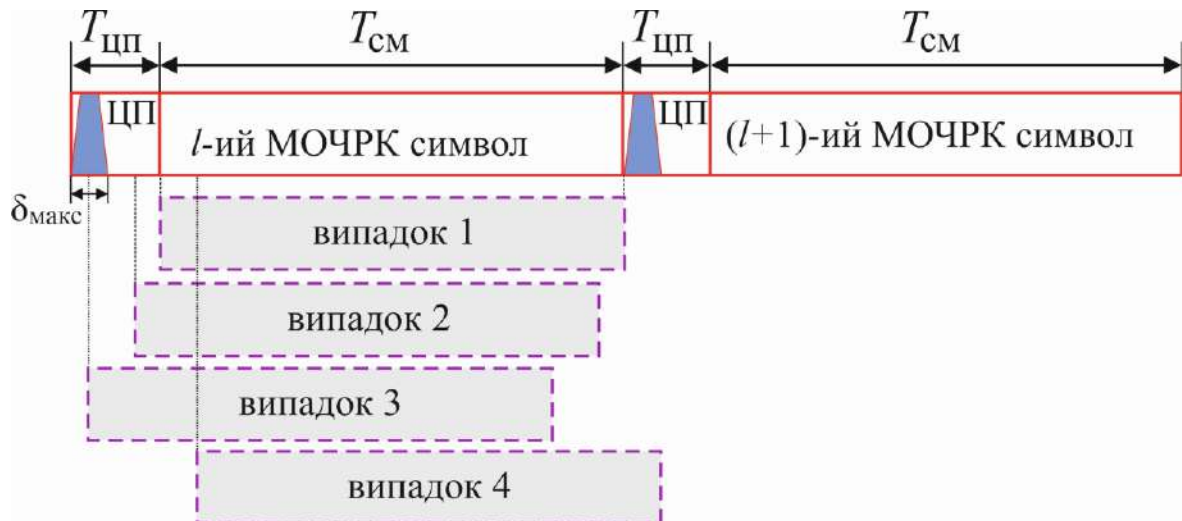


Рисунок 4.1 - Можливі випадки часового зміщення символу МОЧРК у випадку завад:  $\delta_{\text{макс}}$  – ділянка яка відповідає розкиду часової затримки (відгуку із запізненням) обумовленої явищем багатопроменевого розповсюдження;  $T_{\text{ЦП}}$  – тривалість циклічного префіксу;  $T_{\text{СМ}}$  – тривалість власне символу МОЧРК

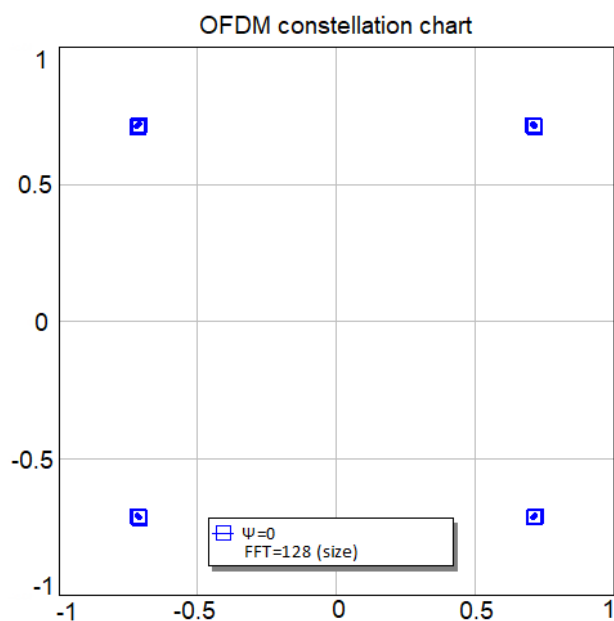
Розглянемо випадок 1. Така картина відповідає ситуації коли початкова точка МОЧРК-символу синхронізована і зберігається ортогональність між частотними компонентами піднесучих. В такому випадку символ-МОЧРК поновлюється повністю без завад.

Другий випадок (випадок 2) відповідає ситуації коли початкова точка МОЧРК-символу розміщена перед точкою яка відповідає точній синхронізації, однак як видно з рис. 4.1 така точка розміщена після відгуку обумовленого запізненням каналу на попередній символ. В такому випадку маємо таку картину, коли  $l$ -й символ не перекривається з попереднім  $l-1$  – м символом і попередній символ не викликає міжсимвольної інтерференції.

Розглянемо явище МЗ в частотній області. Для цього потрібно описати ШПФ отриманих відліків в часовій області  $[u_l(n + \psi)]_{n=0}^{N-1}$ :

$$\begin{aligned}
S_l[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_l[n + \psi] e^{-j2\pi k n / N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left( \sum_{p=0}^{N-1} U_l[p] e^{j2\pi(k+\psi)p/N} \right) e^{-j2\pi k i / N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_l[p] e^{j2\pi p \psi / N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
&= U_l[k] e^{j2\pi k \psi / N} \tag{4.2}
\end{aligned}$$

Аналіз математичної моделі (4.2) загалом вказує на збереження ортогональності між частотними компонентами піднесучих але описує фазовий зсув який пропорційний  $\psi$  і індексу піднесучої  $k$ , що візуально на констеляційній діаграмі буде утворювати коло із сукупності сигналів які обертаються навколо початку координат. На рис. 4.2 представлено констеляційні діаграми отримані для випадків  $\psi=0$  та  $\psi=-5$ . Для компенсації фазового зсуву потрібно застосовувати еквалайзер на приймальному боці каналу.



a

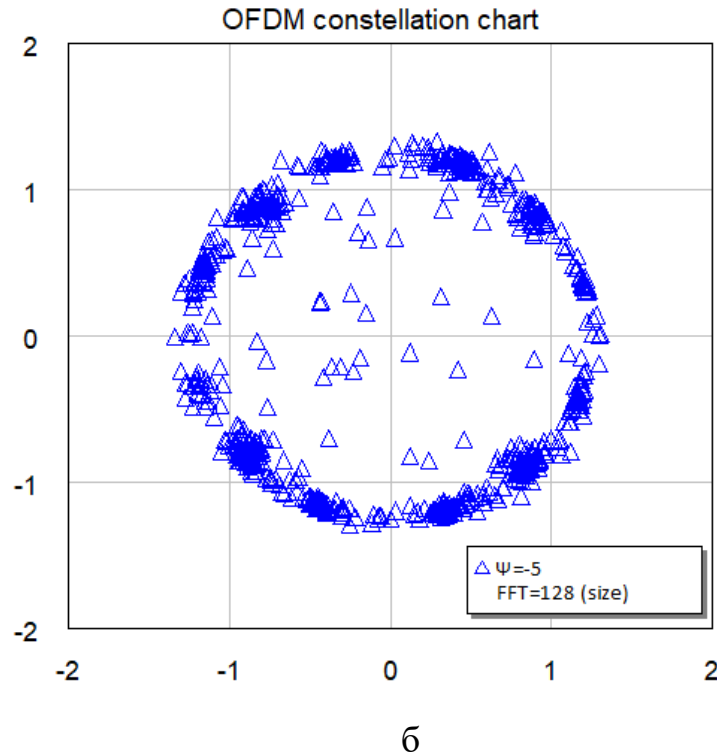


Рисунок 4.2 – Констеляційні діаграми МОЧРК з КАМ-4 у випадку відсутності міжканальних завад *a*, та наявності в міжканальній завади – *б*

По третьому випадку (рис. 4.1) маємо картину коли початкова точка МОЧРК розміщена в межах кінця відгука каналу на попередній символ. Отже, в такому випадку точка початку наступного символу МОЧРК розміщена так, що уникнути виникнення ефектів пов'язаних з міжсимвольною інтерференцією вже неможливо. Наслідком такого ефекту є зрив ортогональності між піднесучими і як результат виникнення міжсимвольної і міжканальної інтерференції.

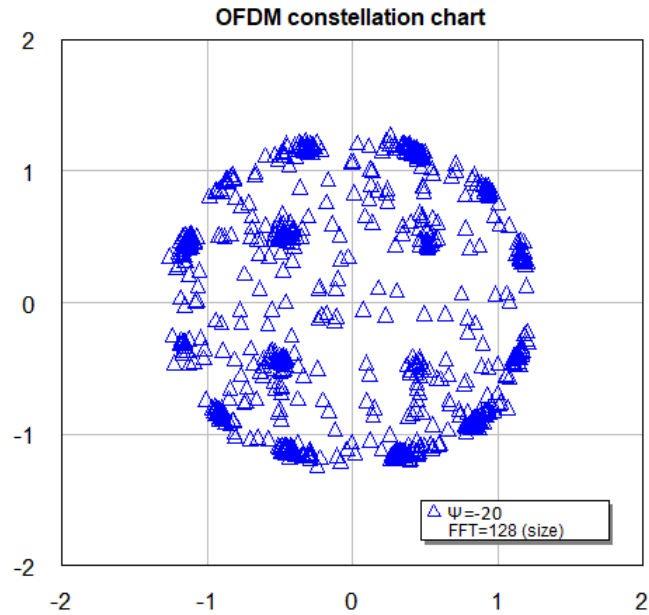
Для випадку чотири характерна картина, коли наявний зсув початкової точки МОЧРК і вона розміщена після необхідної точки з очним розміщенням. В такому випадку сигнал в інтервалі ШПФ складається з частини поточного символу МОЧРК  $u_l [n]$  і частини наступного символу  $u_{l+1} [n]$ . Математична модель такого сигналу буде мати наступну форму:

$$\begin{aligned}
s_l(n) &= R'_{n,k}[S_l[k]] = \\
&= \sum_{n=0}^{N-1-\psi} u_l(n) \\
&+ \psi e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{n=0}^{N-1-\psi} u_{l+1}(n+2\psi \\
&- \Pi) e^{-j2\pi nk/N} = \\
&= \sum_{n=0}^{N-1-\psi} \left( \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_l[p] e^{j2\pi(n+\psi)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \\
&+ \sum_{n=N-\psi}^{N-1-\psi} \left( \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_{l+1}[p] e^{j2\pi(n+2\psi-\Pi)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} = \\
&= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_l[p] e^{j2\pi p\psi/N} \sum_{n=0}^{N-1-\psi} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
&+ \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_{l+1}[p] e^{j2\pi p(2\psi-\Pi)/N} \sum_{n=N-\psi}^{N-1-\psi} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
&= \frac{N-\psi}{N} U_l[p] e^{j2\pi p\psi/N} \\
&+ \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} U_l[p] e^{j2\pi p\psi/N} \sum_{n=0}^{N-1-\psi} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
&+ \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_{l+1}[p] e^{j2\pi p(2\psi-\Pi)/N} \sum_{n=N-\psi}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \quad (4.3)
\end{aligned}$$

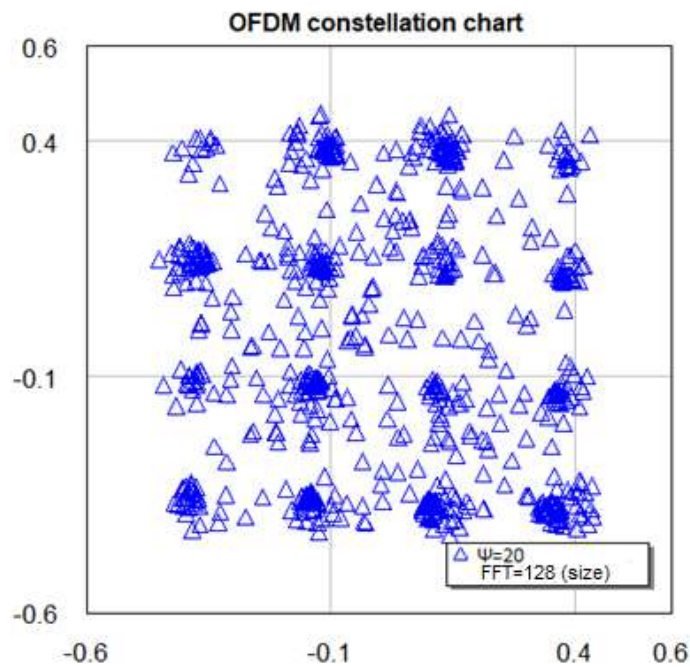
де  $\Pi$  – довжина захисного інтервалу

Аналіз математичної моделі (4.3) вказує на ту обставину, що другий доданок буде описувати виникнення явища міжканальної інтерференції (виникають спотворення між піднесучими). Як вже зазначалось це впливає на

зрив ортогональності. Крім того з третього доданку (4.3) математично описано наявність у прийнятому сигналі міжсимвольної інтерференції (наступний символ у формулі (4.3)  $U_{l+1}[p]$ ).



а



б

Рисунок 4.3 - Вид констеляційних діаграм у випадку ефектів які відповідають третьому – а та четвертому випадку - б

За результатами моделювання встановлюємо, що у випадку чотири - спотворення досить значні і компенсувати їх неможливо. Таким чином, саме в цьому випадку схема символної синхронізації необхідна для усунення символну помилку.

Розглянемо питання пов'язані з виникненням помилки внаслідок спотворень несучих. Доцільно розглянути два види помилок які обумовлено спотворенням несучих. Зокрема можливо виникнення фазового шуму причина виникнення якого пов'язана із нестабільністю генераторного обладнання несучих сигналів як на передавальному так і на приймальному боці. Інший чинник – зміщення несучих внаслідок доплерівської частоти.

Якщо позначити за  $f_0$  і  $f'_0$  несучі частоти на передавальному і приймальному боці каналу, а  $f_p = f_0 - f'_0$  то можна представити помилку внаслідок спотворень несучих (МкЗ) наступним чином:

$$\mu = \frac{f_p}{\Delta F} . \quad (4.4)$$

де  $\Delta F$  – частотне рознесення між піднесучими частотами.

Допплерівська частота:

$$F_D = \frac{\vartheta f_0}{c} . \quad (4.5)$$

де  $\vartheta$  – швидкість переміщення приймача;  $c$  – швидкість світла.

У таблиці 4.1 систематизовано показники щодо МкЗ для актуальних телекомунікаційних технологій у яких використовують сигнали МОЧРК.

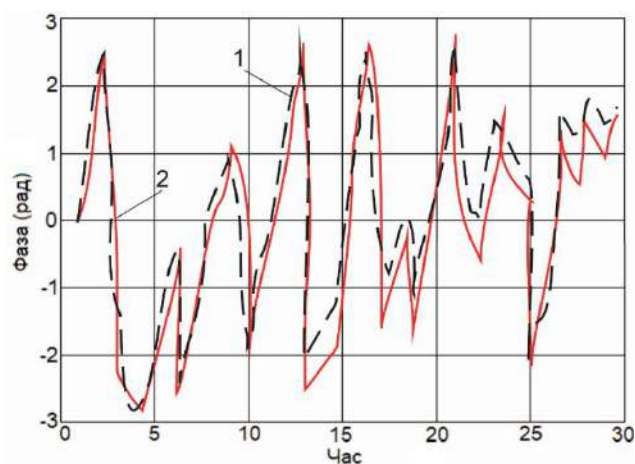
Математично модель прийнятого сигналу МОЧРК за наявності МкЗ представимо наступним чином:

$$s_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] \cdot U_l[k] e^{j2\pi(k+\mu)n/N} + \xi_l[n] \quad (4.6)$$

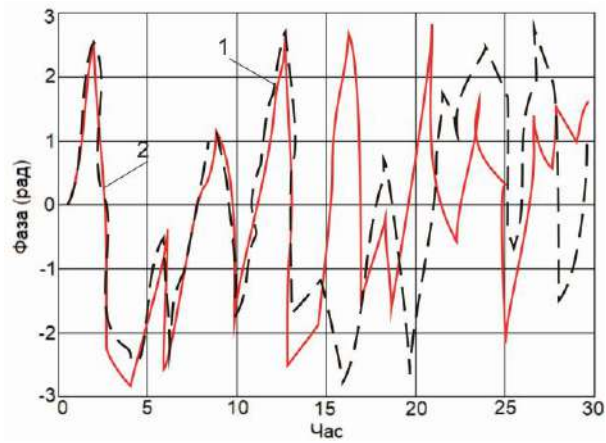
Таблиця 4.1 – Оцінка міжканальних завад у телекомунікаційних технологіях з МОЧРК

Тип технології	Частота несучої $f_0$ (Гц)	Частотне рознесення між піднесучим и $\Delta F$ (кГц)	Швидкість переміщення приймача $v$ (км/ч)	Максимальне значення Допплерівської частоти (Гц)	Нормалізоване значення $M_k3$ ( $\mu$ )
Цифрове мультимедійне мовлення	375 МГц	1	120	41,6	0,042
Мобільна телефонія	2 ГГц	15	120	222,2	0,015
WiMax	2,3 ГГц	9,76	120	255.5	0,026

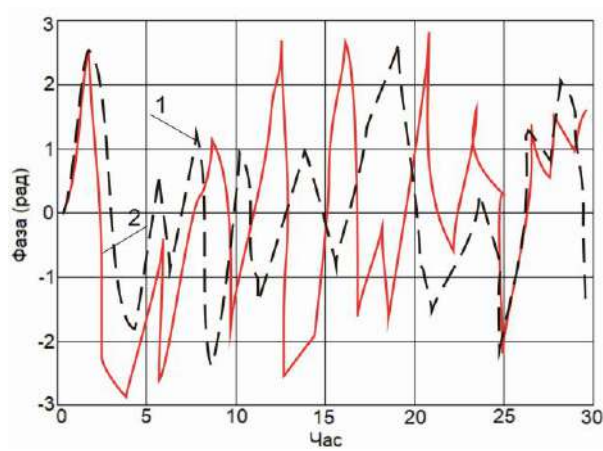
На рис. 4.4 та 4.5 представлені тренди у зміні фази сигналів за наявності  $M_k3$ . Дослідження проводилось в системі МОЧРК, моделювали сигнали розміром ШПФ  $N=32$  та модуляцією КАМ-4. Оцінювались два випадки – ідеальний випадок без  $M_k3$  та за наявності  $M_k3$ . Крім того, були отримані графіки які наочно визначають вплив  $M_k3$  на різницю фаз між ідеальні та спотвореним прийманням.



а

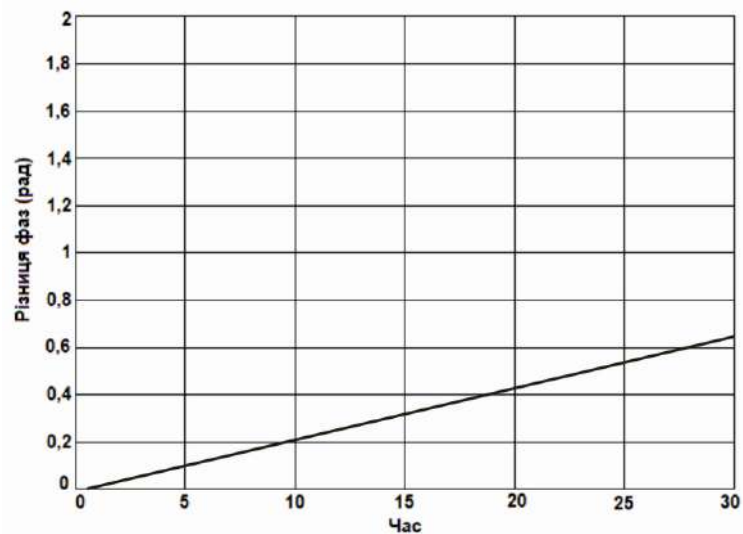


б

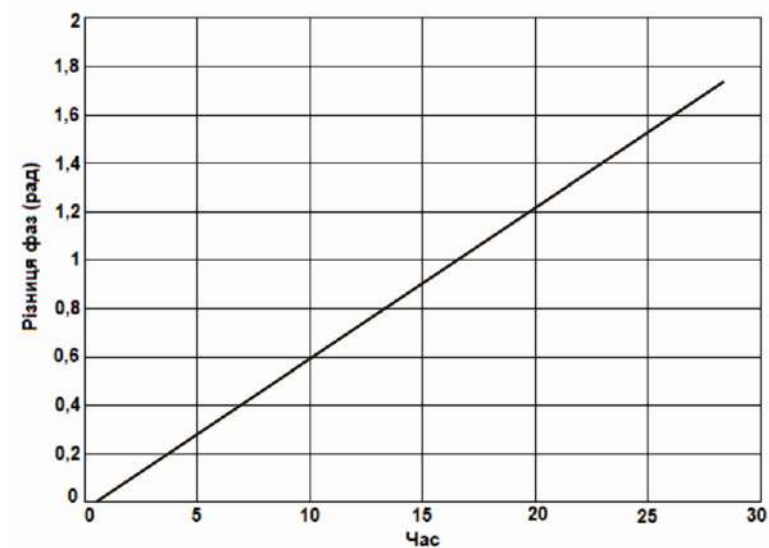


в

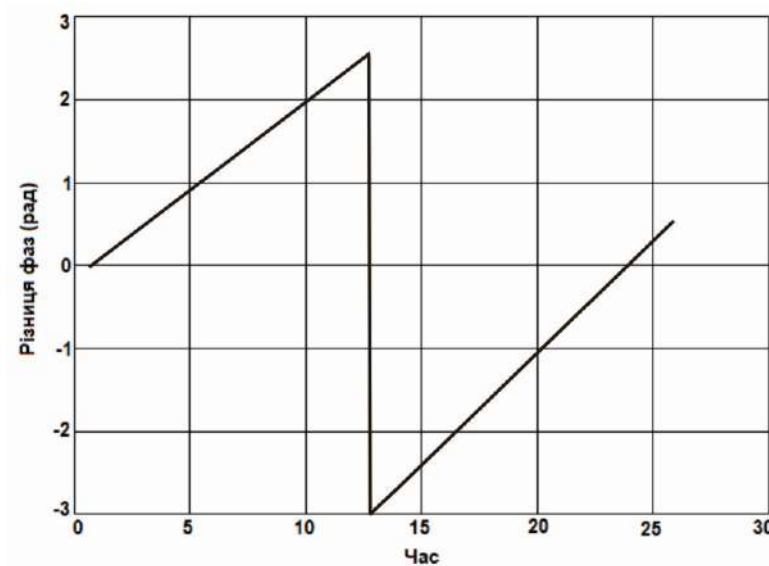
Рисунок 4.4 – Результати впливу міжканальних завад ( $\mu$ ) на фазу сигналу в часові області: а) 1 -  $\mu = 0,2$ ; 2 -  $\mu = 0$  ; б) 1 -  $\mu = 0,5$ ; 2 -  $\mu = 0$  ; в) 1 -  $\mu = 1,5$ ; 2 -  $\mu = 0$



а



б



в

Рисунок 4.5 - Результати впливу міжканальних завад ( $\mu$ ) на фазу сигналу в часові області: а)  $\mu = 0,2$ ; б)  $\mu = 0,5$ ; в)  $\mu = 1,5$

З рис. 4.5 встановлюємо, що спостерігається лінійне збільшення різниці фаз з часом із збільшенням МкЗ. Як показано на рис. 4.5 в, при досягненні різниці фази більше  $\pi$  в символі МОЧРК виникає ситуація яка характеризується неоднозначністю фази.

### 4.3 Схемотехнічні особливості системи синхронізації сигналів МОЧРК

З рис. 4.1 та аналізу конструктивних особливостей МОЧРК-сигналів можна, що методика оцінювання МкЗ за допомогою наявності ЦП, загалом, в межах певного інтервалу. Дослідження представлення у пп.4.2 дозволили визначити, що цей інтервал визначається значенням МкЗ менше 0,5 (рис. 4.5, б). Однак, як можна уявити на початковому етапі оцінювання МкЗ значення помилки може бути досить значне. В цьому підпункті розглядається питання оцінювання МкЗ зменшенням відстані між двома блоками вибірок шляхом їх кореляційного зважування. Ідея полягає в тому, щоб використати навчальну послідовність символів які повторюються з більш коротким періодом ніж МОЧРК-сигнали. Позначимо за  $R$  число яке покаже частку між тривалістю МОЧРК-символу і тривалістю навчального символу який буде періодично повторюватись. Нехай передавач здійснює відправлення навчальних символів  $R$  за шаблонами які повторюються в часовій області:

$$U_l[k] = \begin{cases} U_m, & \text{для } k = R \cdot j, j = 0, 1, \dots, (N/R - 1) \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (4.7)$$

де  $U_m$  – й символ,  $N/R$  – ціле число.

Тоді оцінку МкЗ можна провести з виразу:

$$\hat{\mu} = \frac{R}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{\frac{N}{R}-1} s_l^*[n] s_l \left[ n - \frac{N}{R} \right] \right\} \quad (4.8)$$

Оцінка МкЗ за допомогою формули (4.8) має ту особливість, що її ефективність залежить від  $R$ . Загалом кількість вибірок для обчислення

кореляції у (4.8) зменшується у  $1/R$  разів, що в кінцевому рахунку впливає на середньоквадратичну помилку ( $\text{СКО}_\mu$ ), формула (4.9):

$$\text{СКО}_\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\mu_i - \hat{\mu})^2. \quad (4.9)$$

Підвищити діапазон оцінювання МкЗ можна шляхом використання навчальних послідовностей в  $R$ -разів шляхом використання навчальних символів із шаблонами які повторюються. Шаплони для таких послідовностей можна згенерувати за допомогою (4.7). Тоді рівняння (4.7) можна застосувати до піднесучих з нульовими значеннями. Далі провести усереднення по набору піднесучих. В цьому випадку, продуктивність такого підходу (оцінюється  $\text{СКО}_\mu$ ) погіршується у випадку зменшення кількості ненульових вибірок які можна використати для проведення усереднення у частотні області. Доцільно зазначити, що такий підхід для оцінювання МкЗ вимагає додаткового часового інтервалу – преамбули, протягом якого оцінюються послідовні навчальні символи для обчислення кореляції. З практичної точки зору, такий алгоритм створює часовий проміжок (пов'язаний з тривалістю преамбули) протягом якого символи даних МОЧРК не передаються.

Альтернативним методом описаному вище, є метод коли оцінка МкЗ здійснюється одночасно із передачею символів даних МОЧРК. Такий підхід до організації схеми синхронізації можна реалізувати на основі пілотних сигналів (тонів) (ПТ). Такі сигнали можна розмістити в частотній області і передати в кожному символі МОЧРК. На рис. 4.6 представлено схему системи синхронізації приймача МОЧРК-сигналів для оцінювання МкЗ на основі пілотних сигналів. Алгоритм роботи такої схеми наступний. Два символи  $s_l[n]$  та  $s_{l+R}[n]$  зберігаються у пам'яті (рис. 4.6) для проведення синхронізації. Далі, ці сигнали перетворюються  $\{S_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$  і  $\{S_{l+D}[k]\}_{k=0}^{N-1}$  за допомогою ШПФ для вилучення пілотних сигналів. Після оцінювання МкЗ в частотні області за допомогою пілотів, МкЗ компенсується у часовій області. Як видно з рис. 4.6

такий процес супроводжується двома режимами: збирання інформації та відстежування.

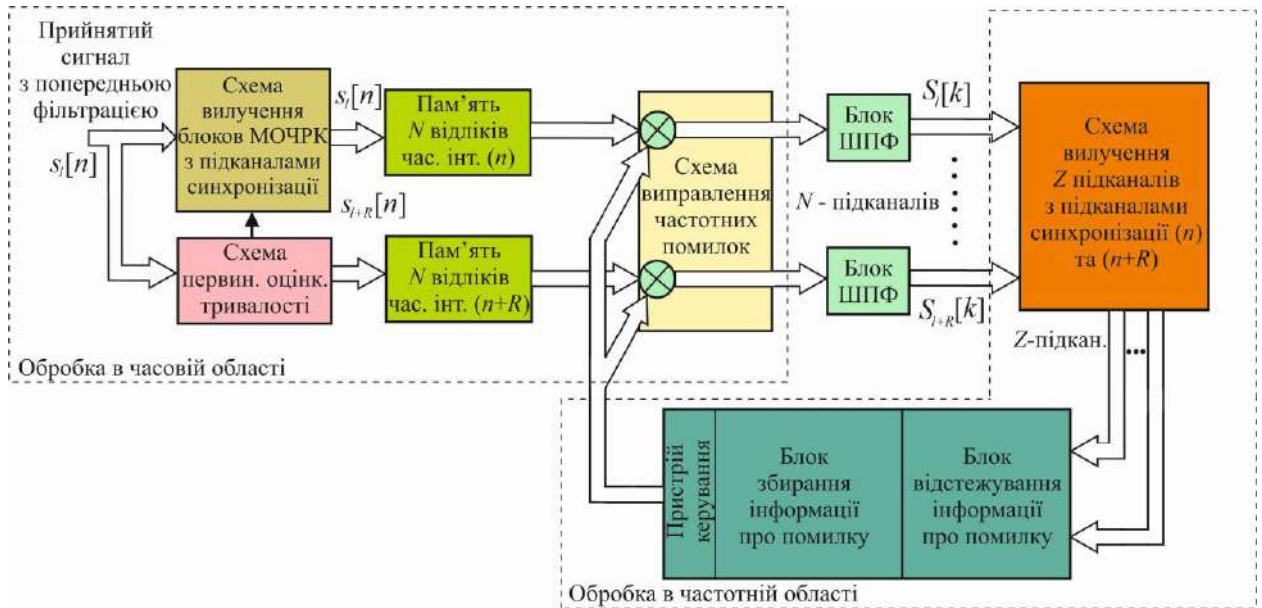


Рисунок 4.6 - Блок-схема системи синхронізації МкЗ МОЧРК-символів з пілотними-сигналами

Відповідно у режимі збирання інформації оцінювання піддається широкий діапазон МкЗ. У режимі відстежування оцінки піддається малі помилки які обумовлені МкЗ. Для аналітичного опису помилки МкЗ в режимі збирання можна записати наступний вираз:

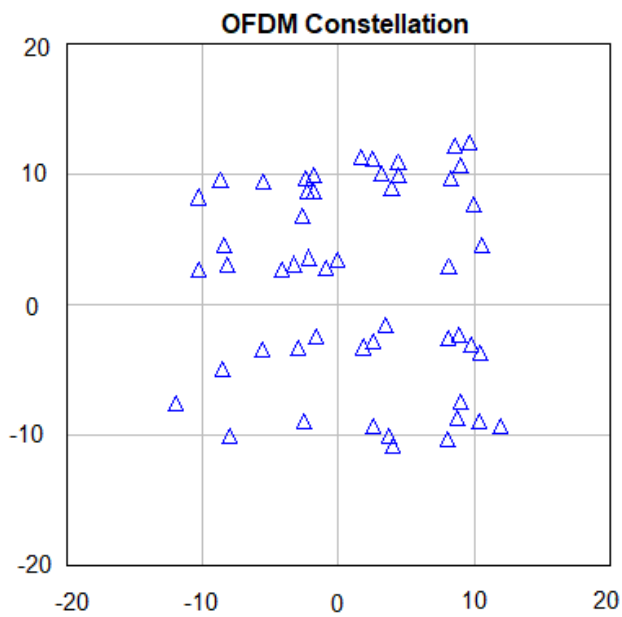
$$\hat{\mu}_{\text{ПТ}} = \frac{1}{2\pi T_{\text{см}}} \max_{\mu} \left\{ \sum_{j=0}^{L-1} S_{l+R}[\delta[i], \mu] S_l^*[\delta[i], \mu] U_{l+R}^*[p[i]] U_l[p[i]] \right\} \quad (4.10)$$

де  $L$ ,  $\delta[i]$ ,  $U_l[p[i]]$  – відповідно позначені кількість пілот-сигналів, розміщення  $i$ -того пілот-сигналу, та  $U_l[p[i]]$  – розміщення пілоту в першому періоді МОЧРК-символу в частотній області.

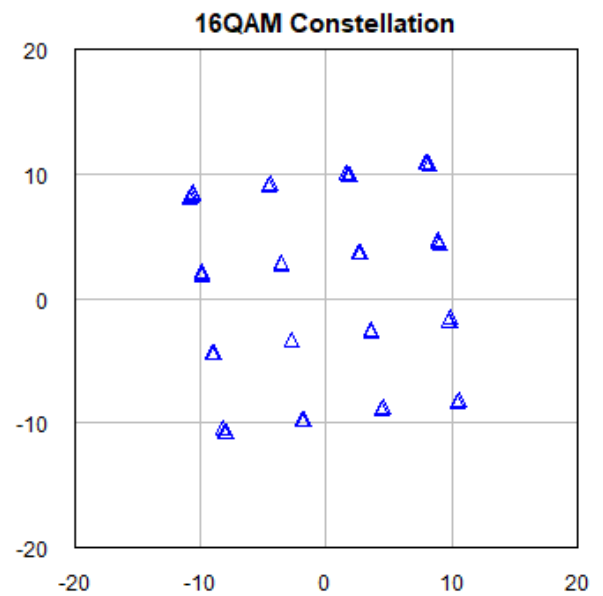
Для режиму відстежування із врахуванням (4.10) отримаємо:

$$\hat{\mu}_{\text{ПТВ}} = \frac{1}{2\pi T_{\text{см}} R} \arg \left\{ \sum_{j=0}^{L-1} S_{l+R}[\delta[i], \hat{\mu}_{\text{ПТ}}] S_l^*[\delta[i], \hat{\mu}_{\text{ПТ}}] U_{l+R}^*[p[i]] U_l[p[i]] \right\} \quad (4.11)$$

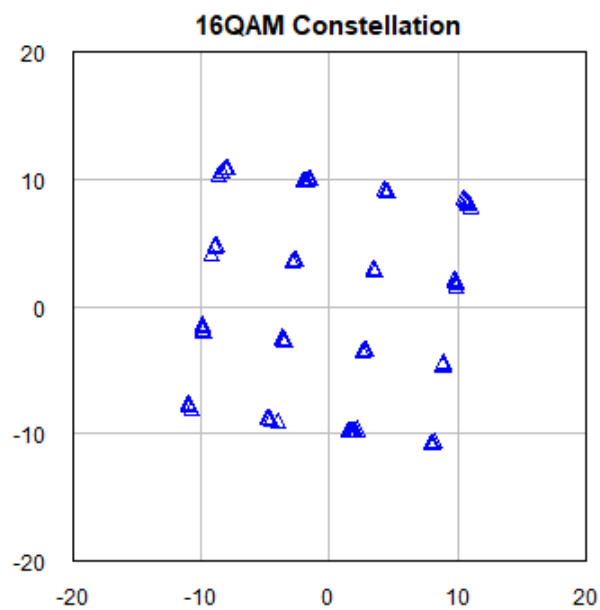
На рис. 4.7 представлено констеляційні діаграми сигналів КАМ-16 отримані при дослідження впливу рівня МкЗ на МОЧРК-символ.



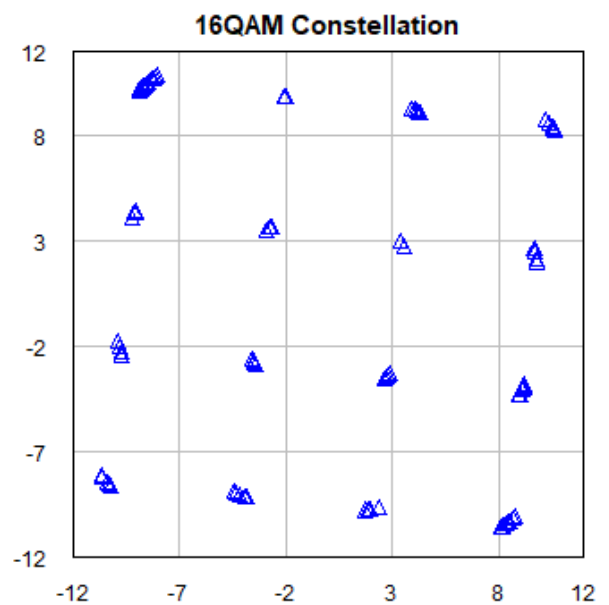
a



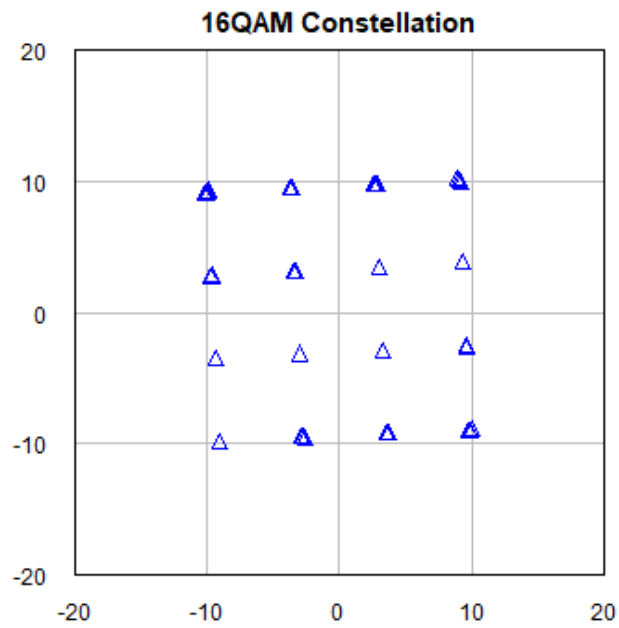
б



в



г



Д

Рисунок 4.7 - Констеляційні діаграми МОЧРК-сигналів (КАМ-16) під дією МкЗ: а –  $\mu=0,4$ ; б-  $\mu=0,2$ ; в -  $\mu=0,1$ , г-  $\mu=0,05$ ; д -  $\mu=0,01$

На рис. 4.8 представлено оцінювання  $СКО_{\mu}$  для трьох методів синхронізації які досліджувались у магістерській роботі.

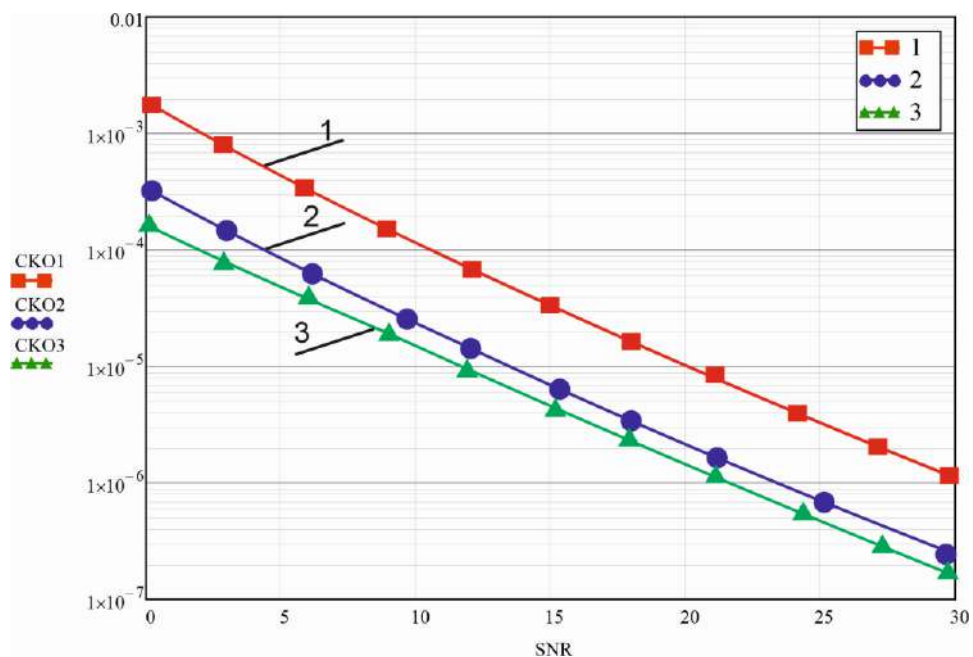


Рисунок 4.8 - Графіки оцінювання  $СКО_{\mu}$  у випадку МкЗ: 1 – використання ЦП; 2 – використання преамбули R; 3 – використання пілотних сигналів

З графіків на рис 4.8 спостерігаємо зменшення  $СКО_{\mu}$  при підвищення відношення сигнал/шум. Найкращі показники щодо мінімізації  $\mu$  за наявності в каналі МОЧРК-сигналів МкЗ має метод який ґрунтується на застосування пілотних сигналів.

На рис. 4.9 представлено схему розміщення пілотних сигналів на піднесучих МОЧРК-символів.

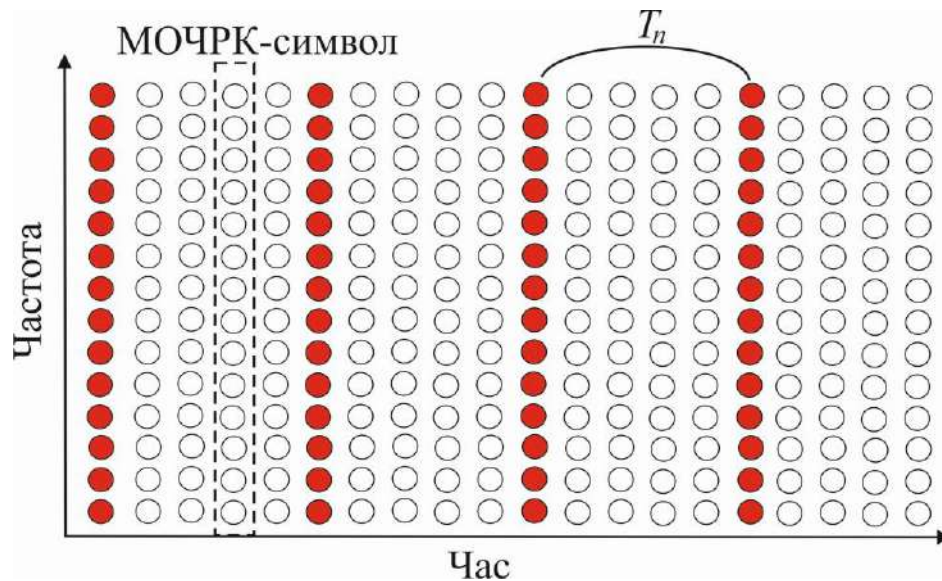


Рисунок 4.9 - Блок-структура МОЧРК-символів з пілотами

Як було описано вище в структурі МОЧРК-символів пілотні сигнали які передаються періодично на усіх піднесучих застосовуються для оцінювання каналу. За допомогою таких пілотів виконується інтерполяція у часовій області. Якщо позначити період розміщення пілотів по структурі МОЧРК піднесучих за  $T_n$  (як позначено на рис. 4.9) то для відстеження змін у які відбуваються у каналі передачі даних пілотні сигнали повинні розміщуватись досить частот (потрібно враховувати час протягом якого забезпечується когерентність символів). Такий час є оберненим до Допплерівської частоти:

$$T_n \leq \frac{1}{f_D} \quad (4.12)$$

Оскільки пілотні сигнали розміщено по усіх піднесучих з певним періодом така конфігурації (блочної структури) більше доцільна для частотно-вибірних

каналів. Однак якщо в каналі присутні швидкі завмирання кількість пілотних сигналів потрібно збільшувати. Така необхідність пов'язана із необхідністю якісного відстежування змін у каналі.

На рис. 4.10 представлено гребінчасту конструкцію символів МОЧРК з пілотами. Така конструкція має ту особливість, що пілоти розміщено на періодично розташованих піднесучих. Такі пілотні сигнали можна використати для інтерполяції в частотній області. В цьому випадку для відстеження характеристик частотно-вибірних каналів пілотні сигнали потрібно розміщувати шляхом узгодження із когерентною смугою пропускання. Період пілотного символу повинен задовольняти умову:

$$T_f \leq \frac{1}{\chi_{\max}} \quad (4.13)$$

де  $\chi_{\max}$  – максимальне значення розкиду затримки.

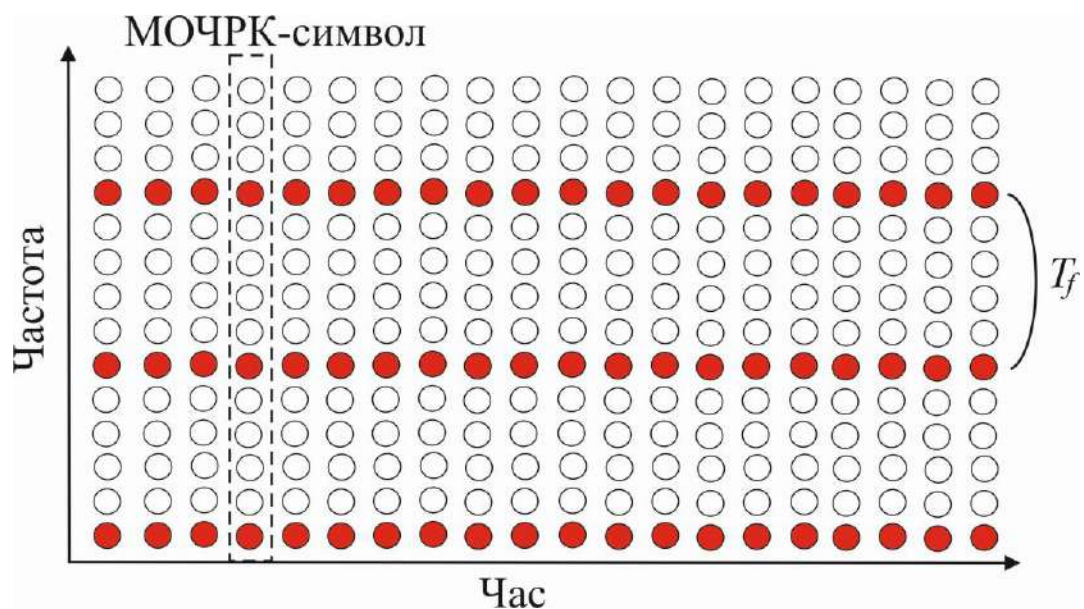


Рисунок 4.10 - Гребінчаста структура МОЧРК-символів з пілотами

На рис. 4.11 представлено решітчасту конструкцію структури МОЧРК-символів з пілотами. В такій конструкції пілотні сигнали розміщуються як

вздовж осі часу так і вздовж осі частот з певним кроком. Такий підхід у випадку конструювання МОЧРК-сигналів досить ефективний при проведення інтерполяції як в часовій так і в частотній області з метою оцінювання каналу.

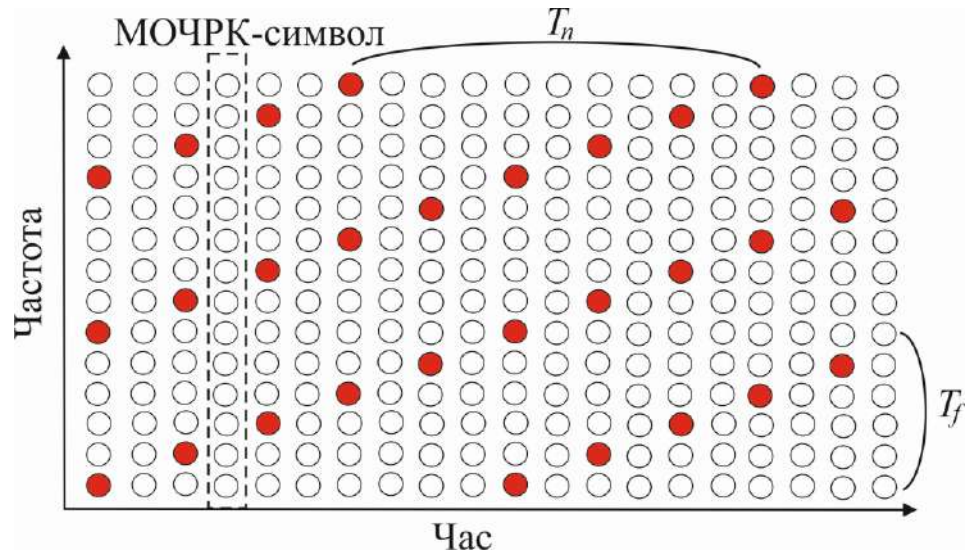
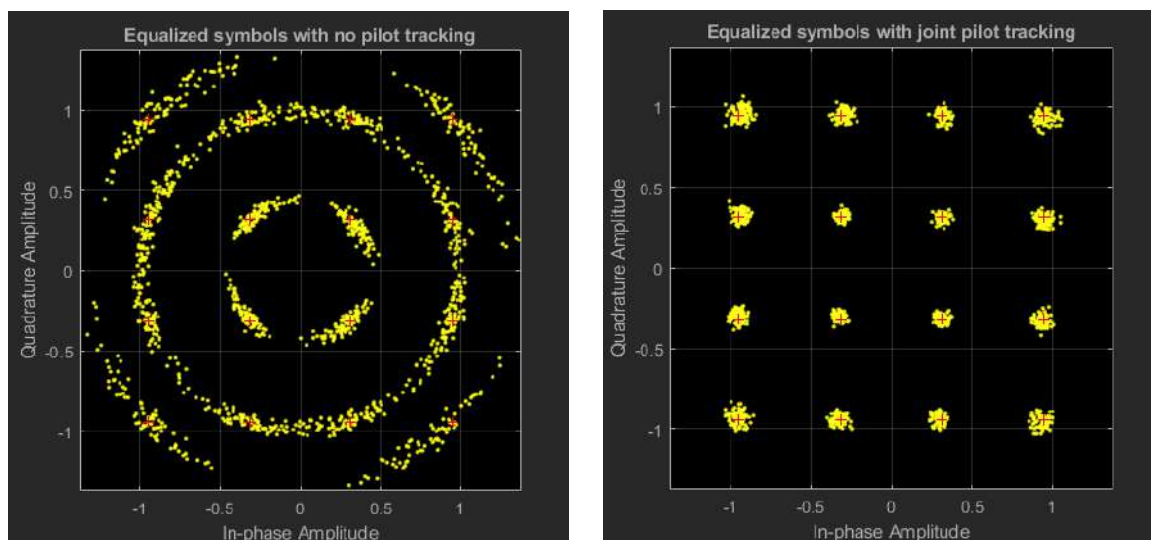


Рисунок 4.11 - Решітчаста конструкція МОЧРК-символів з пілотами

В цьому випадку упаковка пілотних сигналів в конструкцію повинна задовольняти обидва рівняння (4.12) та (4.13).

На рис. 4.12 представлено констеляційні діаграми стабілізації параметрів сигналів МОЧРК з пілотними тонами.



а

б

Рисунок 4.12 – Констеляційні діаграми сигналів КАМ-16 у складі МОЧРК-символів без пілотів – а та з пілотними сигналами – б

На рис. 4.13 представлено конструкцію МОЧРК-символу у випадку фіксованого положення пілот-тону і у випадку блукаючої структури пілотів.

Демодульований МОЧРК символ з фіксованими пілот сигналами

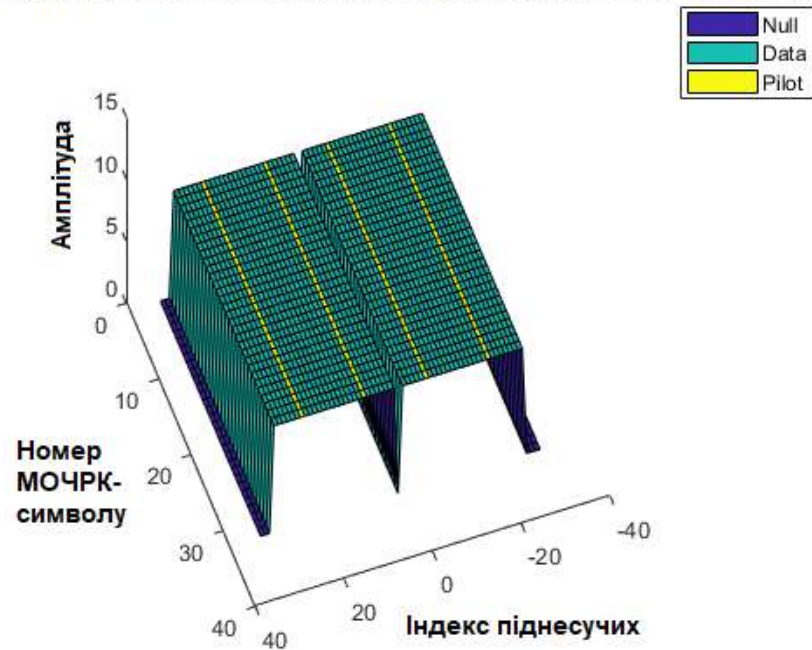


Рисунок 4.13 – Розміщення фіксованих пілотів по структурі МОЧРК-символу

Демодульований МОЧРК символ з блукаючими пілотними сигналами

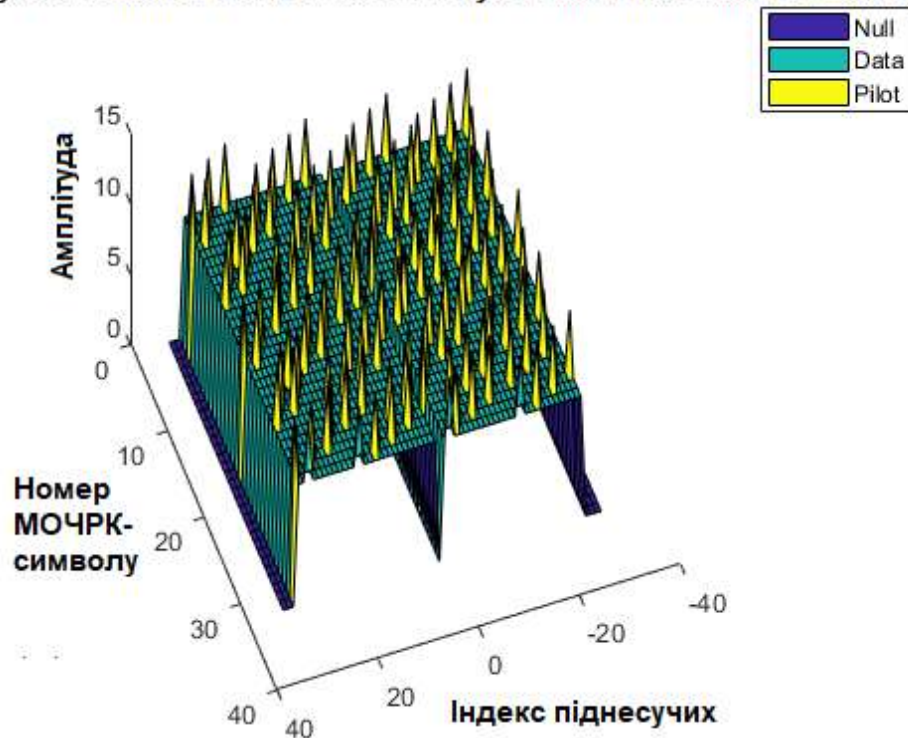


Рисунок 4.14 – Розміщення блукаючих пілотів по структурі МОЧРК-символу

#### 4.4 Дослідження помилок тактової синхронізації в каналі МОЧРК

Якщо частоти дискретизації на передавальному та приймальному боці каналу МОЧРК несинфазні, виникає помилка синхронізації символів яку загалом можна віднести до помилок тактової синхронізації. В цьому випадку вибірки на приймальному боці відрізняються від вибірок на передавальному боці, виникає фазовий зсув і як наслідок час дискретизації приймача і передавача не співпадає. В цій ситуації на приймальному боці виникає певна часова затримка яка обумовлена відхиленням відліків від оптимальних значень. Графічно таку ситуацію можна представити рисунком на якому показаний ефект зсуву фази в тактовій частоті дискретизації. Такий процес супроводжується зсувом фази який пропорційний зміщенню синхронізації і індексів піднесучих. Причиною виникнення помилки тактової синхронізації може бути невідповідність між частотами передавача і приймача внаслідок Допплерівського зміщення внаслідок чого виникають МЗ (міжсимвольна інтерференція між несучими МОЧРК). На рис. 4.15 показаний ефект зсуву частоти в тактах дискретизації між передавачем і приймачем внаслідок невідповідності між генераторним обладнанням під впливом Допплерівського зміщення частоти.

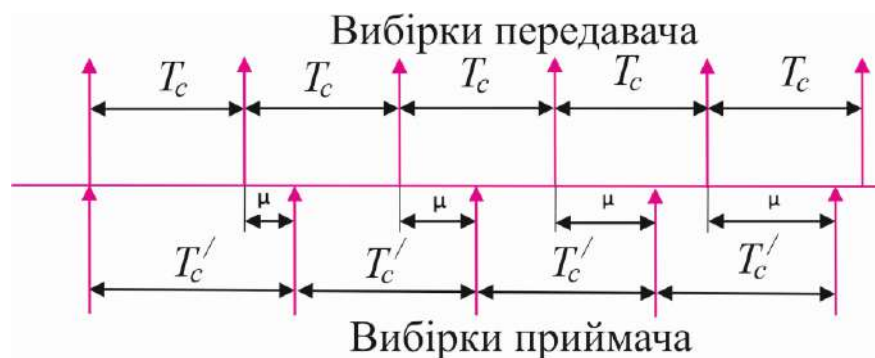


Рисунок 4.15 - Ілюстрація частотної помилки

Математично представити прийнятий сигнал в цьому випадку можна наступним чином:

$$\hat{S}[k] = S[k] \frac{\sin(\pi\theta k)}{\sin\left(\frac{\pi\theta k}{N}\right)} e^{\frac{-j\pi\theta k(N-1)}{N}} + \xi_{M3}[k] \quad (4.14)$$

де  $\theta = \frac{T_c - T_c'}{T_c}$ .

У формулі (4.14)  $\xi_{M3}[k]$  представляє собою складову обумовлену МЗ в наслідок частотної помилки, а перші два доданки відповідно описують спотворення сигналу за амплітудою та фазою.

На приймальному боці МОЧРК-приймач здійснює вибірку прийнятого неперервного сигналу в моменти часу які визначаються тактовою синхронізацією. В залежності від механізму керування тактовою частотою можна виділити дві схеми компенсації тактової частоти дискретизації. Перша схема ґрунтується на синхронному форматі дискретизації, а друга на несинхронному. Синхронну схему синхронізації (рис. 4.15) можна представити схемою яка керує моментами часу взяття вибірок аналогового сигналу за допомогою генератора керованого напругою (ГКН) і кола цифрового фазового автопідстроювання частоти (ФАП). Друга схема компенсує зміщення тактової частоти вибірки у цифровій формі після автономного відбору вибірки (рис. 4.16).

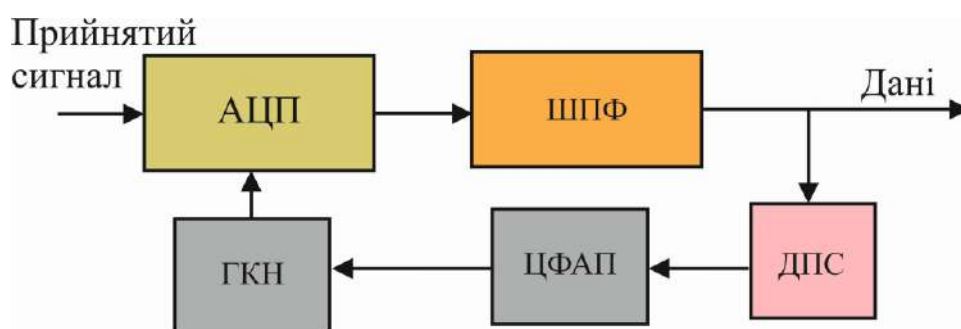


Рисунок 4.15 - Структурна схема системи тактової синхронізації МОЧРК-сигналів синхронного формату: АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ШПФ – блок проведення операції швидкого перетворення Фур’є; ДПС – детектор помилки синхронізації; ЦФАП – схема цифрового кола фазового автопідстроювання; ГКН – генератор керований напругою

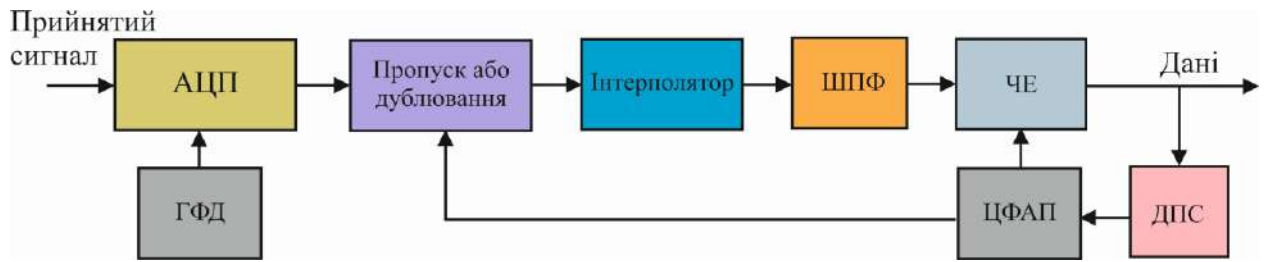


Рисунок 4.16 - Структурна схема системи тактової синхронізації МОЧРК-сигналів несинхронного формату: АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ШПФ – блок проведення операції швидкого перетворення Фур’є; ДПС – детектор помилки синхронізації; ЦФАП – схема цифрового кола фазового автопідстроювання; ГФД – генератор фіксованої дискретизації; ЧЕ – частотний еквалайзер

Таким чином у схемі на рис. 4.15 зміну (чередування) фаз пілот-сигналів вимірює детектор помилок синхронізації (ДПС) який далі керує генератором керованим напругою (ГКН) по колу фазового автопідстроювання (ЦФАП) з метою узгодження тактових імпульсів приймача з тактовими імпульсами передавача.

В схемі на рис. 4.16 яка уособлює роботу системи несинхронного взяття вибірки, частота дискретизації є фіксованою, а часовий зсув дискретизації компенсується за допомогою цифрових пристроїв (інтерполятор, частотний еквалайзер). Така схема конструктивно простіша так як не вимагає сигналу керування по колу зворотного зв’язку для зміни частоти дискретизації АЦП. Однак, така схема більш чутлива до помилки тактової синхронізації. Важливо акцентувати на тій обставині, що внаслідок того, що вибірка може бути додана або втрачена в символі МОЧРК під дією МЗ, схема на рис.4.16 може виконувати операцію “пропуску/дублювання” перед інтерполяцією і виконанням ШПФ, а компенсація фазового зсуву (рис. 4.16) реалізується з допомогою частотного еквалайзера.

На рис. 4.17 та 4.18 проілюстровано процес спрацювання системи синхронізації з метою компенсації спотворень в каналі.

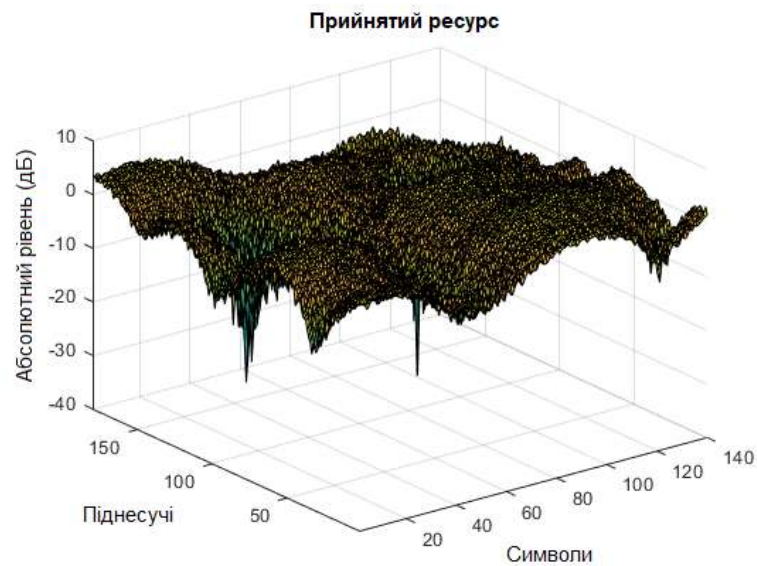


Рисунок 4.17 - Графік до пояснення процесу компенсації спотворень оцінювання каналу: прийнятий ресурс (з спотвореннями)

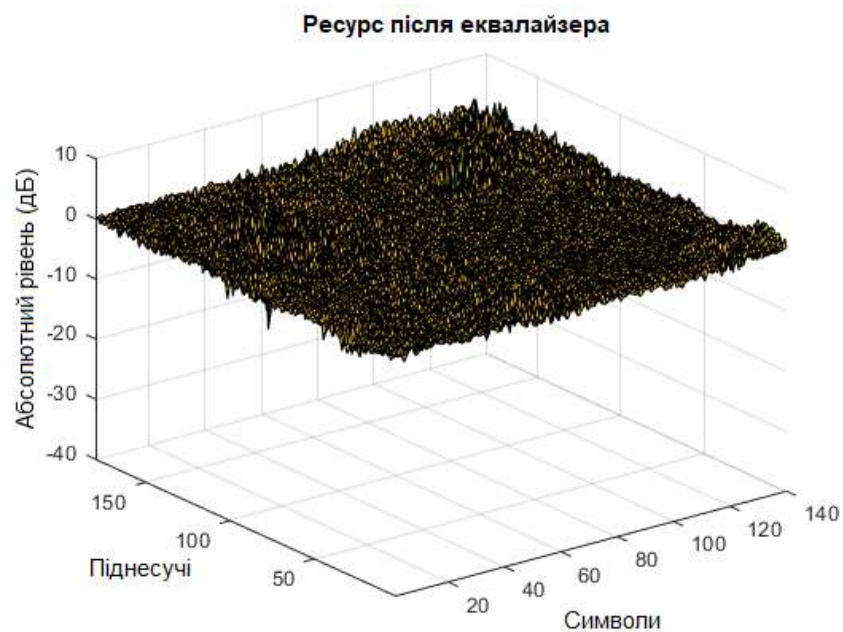


Рисунок 4.18 - Графік до пояснення процесу компенсації спотворень оцінювання каналу: вирівняний ресурс (без спотворень)

Отримана сітка ресурсів МОЧРК-символів порівнюється з сіткою зрівноважених ресурсів. Після цього розраховується помилка між переданою і вирівняною ситками. Практично створюються дві матриці які містять

помилки для кожного символу. Бачимо наочно ефект виконання вирівнювання каналу і зменшення помилок в прийнятій сітці ресурсів.

#### **Висновки по розділу 4**

У розділі проведено дослідження умов забезпечення ортогональності піднесучих при синхронізації МОЧРК-сигналів. Досліджено проблему забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-сигналів в умовах реального комплексу завад для отримання усіх переваг таких сигналів. Встановлено можливі випадки часового зміщення символу МОЧРК у випадку завад. Отримано математичні моделі МОЧРК-сигналів в умовах міжсимвольної і міжканальної інтерференції в багатопроменевому каналі. Проведено оцінку міжканальних завад у телекомунікаційних технологіях з МОЧРК. Досліджено схемотехнічні особливості системи синхронізації сигналів МОЧРК. Сформовано структурну схему системи синхронізації. Досліджено умови мінімізації помилки (СКО) в каналі з МОЧРК-сигналами при використанні трьох схем синхронізації: варіюванням довжини циклічного префіксу; додавання до МОЧРК-символу преамбули; використання конструкції МОЧРК-символу з пілотними сигналами.

## ВИСНОВКИ

В магістерській роботі вирішено задачу математичного опису методик підвищення ефективності передавання та обробки сигналів у телекомунікаційних каналах з сигналами мультиплексування ортогональним частотним розділенням каналів в багатопроменевих каналах із завмираннями.

Шляхом знаходження оптимального співвідношення між параметрами сигналів МОЧРК, конструкції приймальної частини, запропонованої методики формування сигнально-кової конструкції поєднанням каскадних кодових конструкцій з багаторівневою цифровою модуляцією, дозволило отримати підвищення завадостійкості та синхронізації сигналів в умовах складної завадової обстановки. Стратегія кодування з прямим виправленням помилок використана у роботі створює передумови щодо забезпечення заданих умов ефективного впровадження сучасних телекомунікаційних технологій.

В ході виконання роботи отримано наступні результати:

1 Здійснено аналіз методик та алгоритмів формування та оброблення сигналів МОЧРК.

2 Проведено формалізацію математичних моделей каналів з МОЧРК-сигналами в умов реального формату заводових впливів.

3 Розроблено методику ідентифікації сигналів у телекомунікаціях з МОЧРК-сигналами визначенням змін ймовірності виникнення бітових помилок в таких системах за рахунок спотворень пов'язаних з впливом на збереження ортогональності окремих піднесучих.

4 Дістала подальшого розвитку методика передспотворення спрямована на усунення нелінійності підсилювача передавача шляхом інвертування та методика нелінійного детектування на основі оцінки гіпотез бітових рішень які наближаються до границі щодо прийняття рішення для ідентифікації багатопозиційних сигналів.

5 Дістала подальшого розвитку методика підвищення завадостійкості МОЧРК-символів у багатопроменевому каналу зміною конструкції захисного інтервалу.

6 Отримано розв'язок задачі підвищення завадостійкості приймання сигналів в каналі з МОЧРК в умовах вибіркового завмирань і багатопроменевого розповсюдження шляхом застосування методів завадостійкого каскадного кодування.

7 Розроблено механізми вирішення проблеми забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-сигналів в умовах міжсимвольної і міжканальної інтерференції на основі формування схеми синхронізації з пілот-сигналами.

**ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ**

- 1 Launay F. 5G-NR Radio Interface – The Physical Layer. NG-RAN and 5G-NR: 5G Radio Access Network and Radio Interface / F. Launay. – USA: Wiley, 2021 - pp.89-140.
- 2 Shengli Z. OFDM Basics. OFDM for Underwater Acoustic Communications / Z. Shengli, W. Zhaohui. – USA: Wiley Telecom, 2014. - P.23-38.
- 3 Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems / R. Prasad. – London: Artech House, Inc., 2004, P. 292.
- 4 Narasimhamurthy A. OFDM Systems for Wireless Communications / A. Narasimhamurthy, M. Banavar, C. Tepedelenliouglu. - USA: Morgan & Claypool, 2010. – P. 78.
- 5 Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. - Київ : Логос, 2018. - 227 с.
- 6 Шинкарук О. М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації:[навч. посібник] // О. М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. - Хмельницький: ХНУ. – 2011. – 230 с.
- 7 Zhou S. OFDM Receiver with Parameterized External Interference Cancellation. OFDM for Underwater Acoustic Communications / S. Zhou, W. Zhaohui. - USA: Wiley, 2014 - pp.215-229.
- 8 Diniz P., Martins W. Lima M. Block Transceivers: OFDM and Beyond USA: Morgan & Claypool, 2012 – 206 p.
- 9 Бойко Ю. Transmission of control information in 5G broadband telecommunication systems / Ю. Бойко, І. П'ятін, Л. Карпова, І. Пархомей // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2021. – Т. 1. – №. 38. – С. 82-95.

10 Boiko J. Method of the adaptive decoding of self-orthogonal codes in telecommunication / J. Boiko, I. Pyatin, O. Eromenko, M. Stepanov // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2020. – Т. 19. – №. 3. – С. 1287-1296.

11 Бойко Ю. М. Оцінка ефективності каналного кодування у телекомунікаціях з OFDM / Ю. М. Бойко, Д.В. Новіков. – Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2021. – № 5 – С. 174-186.

12 Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Склад. – Москва: Вильямс, 2016. – 1104 с.

13 Кудряшов Б. Д. Теория информации : учеб. / Б. Д. Кудряшов. - Санкт-Петербург: Питер, 2015. - 320 с.

14 Рид Р. Основы теории передачи информации / Р. Рид. – Москва: Вильямс, 2004. – 304 с.

15 Борисов Ю.П. Основы многоканальной передачи информации /Ю.П. Борисов, П.И. Пенин. - М.: Связь, 1967. - 436 с.

16 Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации /А.И. Фалько, В.Л. Банкет, П.В. Иващенко; Под. ред. А.Г. Зюко. - М: Радио и связь, 1985. - 304 с.

17 Варакин Л. Б. Теория систем сигналов / Л. Б. Варакин. - Москва: Сов. радио. 1978. -304 с.

18 Теория электрической связи: Учебник для вузов /А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; Под ред. Д.Д. Кловского. - М,: Радио и связь, 1999. - 432 с.

19 Дядюшов Н.Г. Ортогональные и квазиортогональные сигналы /Н.Г. Дядюшов, А.И. Сенин - М.: Связь, 1977. - 224 с.

20 Бойко Ю.М. Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко,

О. М. Шинкарук, Л. В. Карпова, І. І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2019. – 218 с.

21 . Бойко Ю. М. Аналіз ефективності цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації [Текст] / Ю. М. Бойко, Н. М. Сворінь // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2011. – № 1. – С. 103-110.

22 Бойко Ю. М. Дослідження ефективності алгоритмів каналного кодування в захищених телекомунікаційних системах передавання інформації / Ю. М. Бойко, Д. А. Макаришкін, О. І. Пасічник // Зв'язок: загальногалуз. наук.-вироб. журн. – Київ, 2016. – № 5. – С. 56-67.

23 Пятін І. С. Моделювання цифрової системи зв'язку з завадостійким кодуванням / І. С. Пятін, В. В. Сергеев //Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2017. – №. 6. – С. 89-91.

24 Пятін І. С. Дослідження сигналів з багатопозиційною модуляцією / І. С. Пятін, В. В. Мішан, І. В. Вершкова //Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2019. – №. 1. – С. 88-96.

25 Пятін, І.С. Дослідження каскадних кодів та турбокодів [Текст] / І. С. Пятін, В. В. Мішан, Д. В. Вершков // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2018. – № 6, т. 1. – С. 85-91.

26 Zhurakovskiy V. Increasing the efficiency of information transmission in communication channels / V. Zhurakovskiy, J. Boiko, V. Druzhynin, I. Zeniv, O. Eromenko //Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2020. – Т. 19. – №. 3. – С. 1306-1315.

27 Zhurakovskiy V. Coding for information systems security and viability / V. Zhurakovskiy, S. Toliupa, S. Otrokh, V. Kuzminykh, H. Dudarieva, V. Zhurakovskiy, //Інформаційні технології і безпека. – 2020. – Р. 71-84.

28 Бойко Ю. М. Формування та дослідження телекомунікаційної системи з каскадним кодуванням із використанням турбокодів / Ю. М. Бойко // Телекомунікаційні та інформаційні технології : наук. журн. / Держ. ун-т телекомунікацій. – Київ, 2016. – № 4. – С. 29-41.

29 Бойко Ю. М. Можливості турбокодів щодо підвищення енергетичного виграшу в каналах передавання інформації / Ю. М. Бойко // Зв'язок. - Київ, 2016. - № 2. - С. 16-25.

30 Boiko J. M., Eromenko A. I. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels / J. M. Boiko, A. I. Eromenko // Communications. – 2014. – Т. 2. – №. 1. – С. 7.

31 Бойко Ю. М. Моделі систем завадостійкого кодування у телекомунікаціях / Ю. М. Бойко, І. С. Пятін, А. В. Заєць // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2020. – № 4, т. 1. – С. 174-183.

**ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ КАНАЛЬНОГО КОДУВАННЯ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ З OFDM**

*В роботі представлено результати дослідження методів підвищення завадостійкості телекомунікаційних каналів з OFDM. Досліджено структуру OFDM-сигналу. Проведено оцінку впливу структури сигналів OFDM на завадостійкість їх передачі в умовах впливу ефекту міжсимвольної інтерференції у багатопроменевому каналі. Дані рекомендації щодо вибору форми сигналів OFDM з метою протидії впливу міжсимвольної інтерференції за рахунок оптимізації тривалості імпульсної послідовності. Досліджено поведінку сигналів OFDM за наявності міжсимвольної інтерференції в АБГШ та Релеєвському каналі. Здійснено порівняння ефективності сигнально-кодових конструкцій на основі каскадних кодів у випадку їх застосування в каналах з OFDM. Встановлено, що оптимальний по швидкодії і обчислювальній складності підбір схеми та алгоритму декодування завадостійкого коду дозволяє знайти компроміс щодо конструювання каскадних схем у каналах з OFDM і отримати в кінцевому результаті задовільний вииграш у продуктивності.*

*Ключові слова: OFDM, завадостійкість, кодування, модуляція, ортогональні піднесучі.*

**BOIKO Juliy M., NOVIKOV Dmitry V.**

Khmelnytskyi National University

**EVALUATION OF CHANNEL CODING EFFICIENCY IN OFDM TELECOMMUNICATIONS**

*The paper presents the results a study of methods for increasing the noise immunity of telecommunication channels with OFDM. The structure of the OFDM signal is investigated. The influence of the structure OFDM signals on the noise immunity of their transmission under the influence of the effect of intersymbol interference in a multipath channel is estimated. Recommendations are given on the choice of the OFDM signal form in order to counteract the influence of intersymbol interference by optimizing the duration of the pulse sequence. The behaviour of OFDM signals in the case of intersymbol interference in the AWGN and the Rayleigh channel is investigated. Recommendations for counteracting interference influence on the quality of communication are given. A comparison is made of the efficiency signal-code constructions based on concatenated codes in the case of their application in channels with OFDM. The article presents the results of the development models of effective coding in telecommunications with OFDM based on concatenated codes, taking into account the coding rate and the number of decoding iterations to ensure the specified noise immunity indicators. At the current stage of implementation of modern telecommunication technologies, the use of channel coding plays a key role in increasing the performance of channels that use OFDM. The main contribution of channel coding in combination with time and frequency interleaving is the formation of inter-bit communication in the data stream transmitted on separate carriers in the signal spectrum in such a way that the transmitted information data in the fading channel can be updated in the receiving equipment. In general, in this case, having frequency selectivity creates a certain advantage through frequency diversity. Thus, the presence of information about the state of the channel in the case of channel coding creates the prerequisites for obtaining a certain gain. Optimal in terms of speed and computational complexity, the selection of the scheme and algorithm for decoding the error-correcting code makes it possible to find a compromise in the design of concatenated circuits in channels with OFDM and ultimately obtain a satisfactory gain in performance.*

*Keywords: OFDM, noise immunity, coding, modulation, orthogonal subcarriers.*

## Постановка проблеми

В процесі впровадження технології LTE (Long-Term Evolution) були сформовані основні вимоги до систем четвертого і п'ятого поколінь мобільного зв'язку (4G, 5G) [1]. Формування цих вимог обумовлювалось наявністю нових типів послуг які користувач буде вимагати у наступних додатках. В цьому випадку, послуги передачі даних стануть відігравати значну роль в порівнянні з передачею чистого голосу і зокрема за рахунок актуального запиту користувачів на мобільні IP-додатки. Затребуваною стане високошвидкісна передача даних 100Мбіт/с і вище, яка крім того повинна бути доступною у випадку високої мобільності та на високих швидкостях транспортних засобів. Підвищується актуальність надання асиметричних послуг передачі даних між висхідною та низхідною лінією передачі, коли переважним сценарієм стає випадок передачі низхідною лінією більшого трафіку, а отже застосовується більша швидкість у порівнянні з висхідною лінією [2].

Для виконання всіх цих детальних системних вимог метод передачі OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing - мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів), який застосовується у широкосмуговому радіоканалі [1], був обраний як ефірний інтерфейс для низхідної лінії зв'язку в рамках стандартизації четвертого і п'ятого поколінь бездротових систем телекомунікацій завдяки його гнучкості та адаптивності у технічному дизайні системи. З наведених вище міркувань потрібно наголосити на тому, що система радіопередачі для 4G та 5G повинна забезпечувати велику гнучкість та адаптивність на різних рівнях, починаючи від найвищого рівня (вимоги програмного рівня) до найнижчого рівня (середовища передачі, фізичного рівня, тобто рівня радіоканалу).

У первинній схемі частотного ущільнення, повна смуга частот сигналу розподіляється на  $n$ -ну кількість підканалів на піднесучих які не перекриваються [3-7]. Тоді кожний з каналів модулюється окремим символом і далі  $n$ -каналів мультиплексується за частотою. Для усунення взаємного впливу та виникнення міжканальних завад слід було уникати їх частотного перекриття. Однак, такий стан речей обумовлює неефективне використання ресурсу спектру. Таким чином, вирішення проблеми підвищення ефективності частотного ресурсу відбувалось в напрямку використання частотного мультиплексування з підканалами які перекривались і рознесеними за частотою піднесучими [2].

Сьогодні техніка передачі OFDM знаходиться на стадії застосування до широкосмугових систем зв'язку, інтегрованих у середовище стільникового мобільного зв'язку [1].

На поточному етапі впровадження сучасних інформаційних технологій застосування каналного кодування відіграє ключову роль у підвищенні продуктивності каналів у яких застосовується OFDM.

Концепція організації систем OFDM створює передумови для підвищення ефективності каналного кодування, а саме підвищення протидії у виникнення завмирань у каналах передачі [2, 3]. Головний вклад каналного кодування в поєднанні з часовим та частотним перемишуванням полягає в утворенні міжбітового зв'язку в потоці даних, що передаються на окремих несучих у спектрі сигналу таким чином, що інформаційні дані які передаються в каналі із завмираннями можна поновити в приймальній апаратурі. Загалом, в цьому випадку наявність частотної вибірності створює певну перевагу у вигляді частотного рознесення. Таким чином, наявність інформації щодо стану каналу у випадку каналного кодування, створює передумови для отримання певного виграву. Саме частотна характеристика каналу поряд з відношенням сигнал/шум на піднесучих це та інформація щодо стану каналу яка утворює перевагу у випадку OFDM [2].

Таким чином, в статті ставиться задача визначення впливу структури сигналів OFDM на завадостійкість їх передачі в умовах впливу ефекту міжсимвольної інтерференції у багатопроменовому каналі. Потрібно описати особливості багатопроменового каналу з сигналами OFDM, зокрема в контексті протидії впливу міжсимвольної інтерференції, за рахунок оптимізації тривалості імпульсної послідовності. Потрібно дослідити поведінку сигналів OFDM за наявності міжсимвольної інтерференції як в каналі з адитивним білим гаусівським шумом (АБГШ) так і в Релєвському каналі та надати рекомендації щодо протидії завадовим впливам на якість зв'язку. Паралельно в роботі потрібно здійснити порівняння ефективності сигнально-кодових конструкцій на основі каскадних кодів у випадку їх можливого застосування в каналах з OFDM. Дослідження будуть проводитись в каналах з використання цифрової фазової та амплітудної модуляції різного порядку.

### Аналіз останніх джерел

Для забезпечення умов високошвидкісної передачі даних по радіоканалу, альтернативою класичному підходу описаному у [5] і який ґрунтується на передачі за допомогою однієї несучої, є підхід який враховує можливість передачі даних з максимальною затримкою у випадку багатопроменевого розповсюдження в порівнянні з тривалістю символу та має концепцію OFDM. В цьому випадку загальна ідея передавання OFDM полягає у розділенні всієї доступної смуги частот пропускання на низку вузькосмугових підканалів, що передаються на еквідистантних частотах (рис. 1).

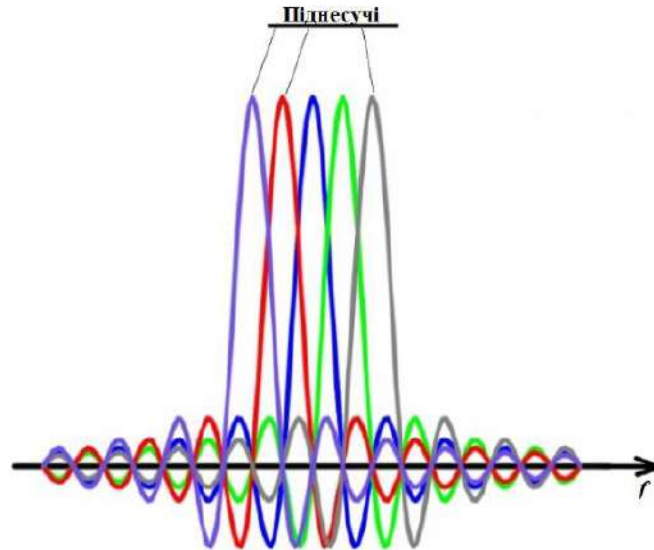


Рис. 1. Розміщення піднесучих в частотній області при формуванні сигналів з ортогональним частотним рознесенням каналів

Представимо сигнали OFDM основної смуги пропускання наступним чином [3]:

$$u_l(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{T_{\text{сн}}} \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\}, \quad (1)$$

де у формулі (1)  $\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{сн}})}, & 0 < t \leq T_{\text{сн}} \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases}$  –  $l$ -й сигнал на  $k$ -й піднесучій;  $T_{\text{сн}} = T_c N$  – часовий інтервал передачі  $N$  символів який обумовлений процедурою послідовно-паралельного перетворення (див. схему на рис. 2).

Або:

$$u_l(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{сн}})}, \quad (2)$$

Після дискретизації неперервного сигналу (2) отримаємо:

$$u_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi kn/N} \text{ для } n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3)$$

де  $t = lT_{\text{сн}} + nT_c$ ;  $T_c = T_{\text{сн}}/N$ ;  $f_k = k/T_{\text{сн}}$ .

Значимо, що в рівнянні (3) використовується  $N$  – точкове зворотне перетворення Фур'є для багатопозиційних фазової (ФМ) та амплітудної (АМ) модуляції символів які містять данні  $\{U_i[k]\}_{k=0}^{N-1}$ , для обчислення яких можна застосувати алгоритм швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

Таким чином, якщо математично описати передані в каналі символи як  $s_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_i[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{сн}})}$  то внаслідок ортогональності піднесучих їх можна відновити наступним чином:

$$S_i[k] = \frac{1}{T_{\text{сн}}} \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{\text{сн}})} dt = \frac{1}{T_{\text{сн}}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} U_i[i] e^{j2\pi f_i(t-lT_{\text{сн}})} \right\} e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{\text{сн}})} dt$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} U_i[i] \left\{ \frac{1}{T_{\text{сн}}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{\text{сн}})} dl \right\} = U_i[k] \quad (4)$$

або в дискретному вигляді:

$$S_i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s_i(n) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} U_i[i] e^{j2\pi(i-k)n/N}$$

$$= U_i[k] \quad (5)$$

Отже, рівняння (5) представляє собою  $N$  – точкове перетворення Фур'є  $\{s_i(n)\}_{n=0}^{N-1}$  для якого можна застосувати алгоритм швидкого перетворення Фур'є.

Таким чином у відповідності до представлених математичних моделей схему формування і обробки сигналів у випадку OFDM можна представити рис. 2 . На схемі рис. 2 символи  $U_i[k]$  модулюють піднесучі  $f_k = k/T_{\text{сн}}$  (на рис. 2 умовно показано випадок коли  $N=6$ ), які можна обробити у демодуляторі на підставі застосування правил ортогональності. Символ OFDM утворено з  $N$  символів в паралельному форматі, причому, складовий утворений символ має тривалість  $T_{\text{сн}} = T_c N$ . Модуляція на піднесучих може бути реалізована за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є. Демодуляція реалізується на приймальному боці на основі прямого швидкого перетворення Фур'є.

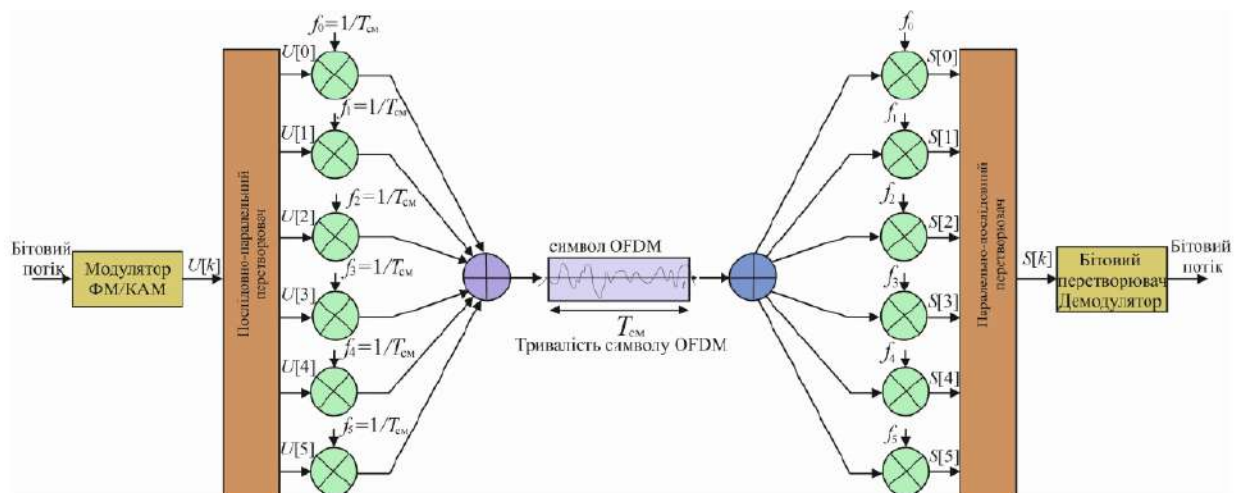
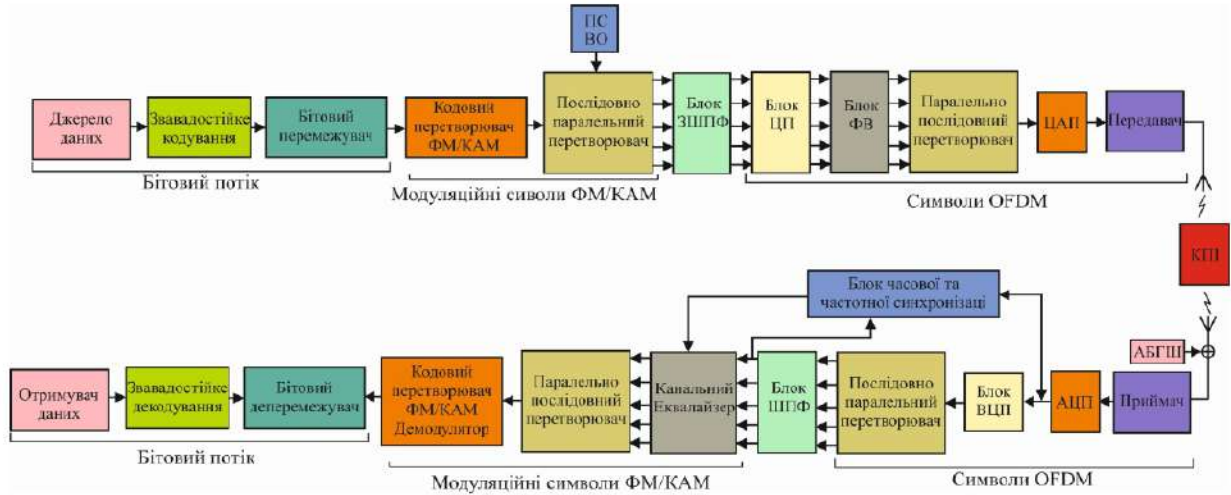


Рис. 2. Блок-схема формування та обробки сигналів у системі OFDM

Розгорнуту (повну) блок-схему каналу з OFDM з завадостійким кодуванням представлено на рис. 3.



**Рис. 3. Розгорнута блок-схема інформаційного каналу з OFDM: ПС ВО – пілотний символ, віртуальний оператор; ЗШПФ – зворотне швидке перетворення Фур’є; ЦП – циклічний префікс; ФВ – формувач віконної функції; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ВЦП – відновлення циклічного префіксу; ШПФ – швидке перетворення Фур’є; АБГШ – адитивний білий гаусівський шум; КПІ – канал передачі інформації**

Розглянемо  $l$ -й OFDM-сигнал  $u_l[t] = \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi f_k(t - iT_{cn})}$ , у телекомунікаційному каналі з імпульсною характеристикою  $h_l(t)$ :

$$s_l(t) = u_l(t) \cdot h_l(t) + \xi_l(t) = \int_0^{\infty} h_l(\tau) u_l(t - \tau) dt + \xi_l(t), \quad (6)$$

де  $\xi_l(t)$  – доданок який характеризує наявність адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ).

У випадку  $nT_c = nT_{cn}/N$  представимо рівняння (6) в дискретному вигляді:

$$s_l[n] = u_l[n] \cdot h_l[n] + \xi_l[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] u_l[n - m] + \xi_l[n], \quad (7)$$

де  $u_l[n] = u_l(nT_c)$ ;  $s_l[n] = s_l(nT_c)$ ;  $h_l[n] = h_l(nT_c)$ ;  $\xi_l[n] = \xi_l(nT_c)$ .

Особливість багатопроменевого каналу з сигналами OFDM полягає у протидії впливу міжсимвольної інтерференції за рахунок оптимізації тривалості імпульсної послідовності.

Основні переваги OFDM пов’язані з значною стійкістю до завмирань в наслідок багатопроменевого розповсюдження, можливістю більш ефективного використання смуги частот (завдяки властивості адаптивної зміни потужності і об’єму бітового потоку даних) тощо, дозволяють розглядати таку технологію в розрізі її важливого застосування з метою провадження бездротових і дротових інформаційних технологій наступних поколінь.

Важлива задача ефективного провадження OFDM полягає у визначенні зміни ймовірності виникнення бітових помилок в таких системах за рахунок спотворень пов’язаних з впливом на збереження ортогональності окремих піднесучих. Основними чинниками таких спотворень можна розглядати як ефекти швидкого завмирання, джиттер, частотні зсуви, нелінійні спотворення тощо. Основна дія усіх перелічених факторів спрямовується у кінцевому рахунку на виникнення перехресних завад між піднесучими сигналами OFDM.

Наслідком утворення завад в пакеті OFDM - піднесучих є неможливість забезпечення оптимального приймання сигналів внаслідок відходу від забезпечення умов ортогональності піднесучих. На перший план при виникненні описаних явищ, виходить питання надійної ідентифікації даних, оцінка каналу та питання синхронізації.

#### Методика підвищення завадостійкості символів OFDM

Розглянемо принципи формування захисного інтервалу у структурі OFDM-сигналу. Існує два підходи щодо реалізації захисного інтервалу. В першому випадку використовують доповнення з нульовим заповненням (НЗ) до структури OFDM сигналу. В другому випадку застосовується циклічне розширення сигналу за допомогою циклічного префіксу (ЦП див. на рис.4). На рис. 5 представлено ілюстрація впливу ефекту міжсимвольної інтерференції для кожної піднесучої OFDM сигналу.

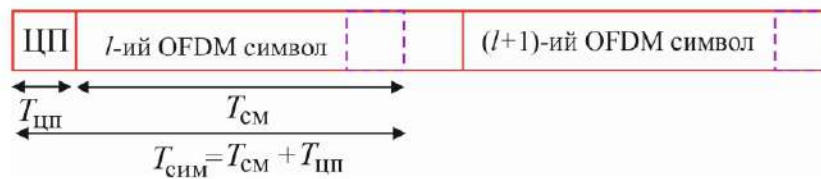


Рис. 4. Структура OFDM сигнал із захисним інтервалом

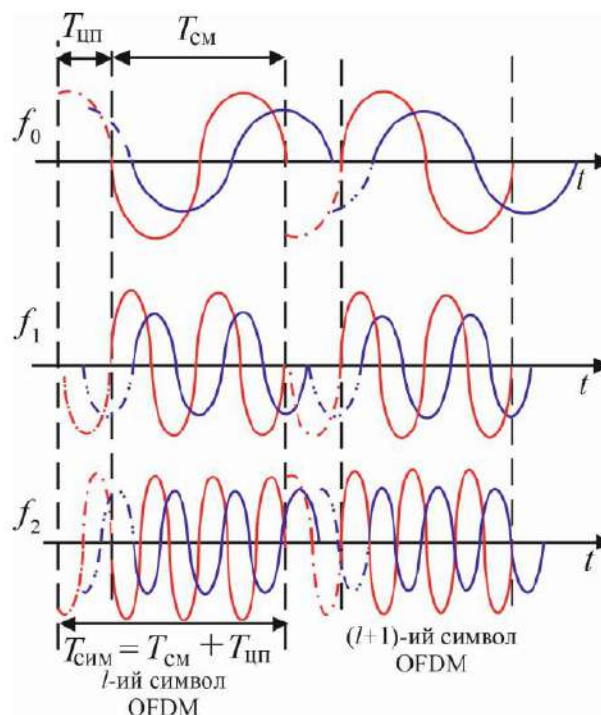


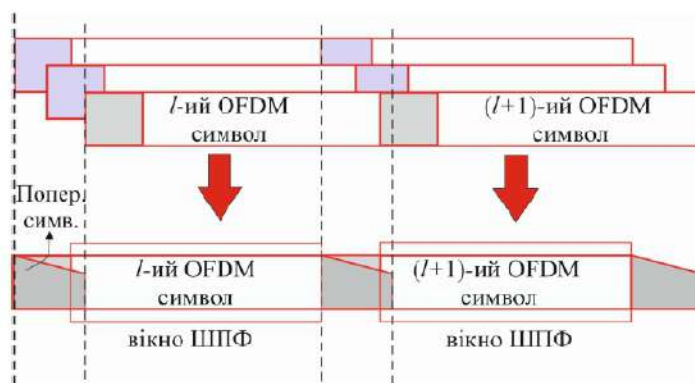
Рис. 5. Ілюстрація впливу ефекту міжсимвольної інтерференції для кожної піднесучої OFDM сигналу

Задача ЦП полягає у розширенні OFDM сигналу шляхом копіювання останніх відліків сигналу до початкової частини конструкції. Якщо позначити тривалість ЦП у відліках як  $T_{\text{ЦП}}$  тоді розширену тривалість конструкції символів OFDM можна представити як:  $T_{\text{СИМ}} = T_{\text{СМ}} + T_{\text{ЦП}}$  (рис. 4) та рис. 5.

На рис. 5 представлено вплив явища міжсимвольної інтерференції на окремі піднесучі символи OFDM за рахунок багатопроменевого розповсюдження сигналів. З рис.5 встановлюємо, що у випадку якщо тривалість ЦП встановити більше або рівною максимальній затримці у багатопроменевому каналі, вплив міжсимвольної

інтерференції конкретного символу OFDM на наступний символ обмежується захисним інтервалом (на рис.5 цей ефект схематично показано пунктирними лініями). Звідки можна констатувати, що вплив одного символу на інший не впливає на процедуру ШПФ наступного символу OFDM який має часовий проміжок  $T_{см}$ . Отже, у випадку коли захисний інтервал обраний таким чином, щоб він перевищував максимальну затримку багатопробеневого каналу, існує можливість підтримувати ортогональність між піднесучими. В цьому випадку неперервність кожної затриманої піднесучої гарантується наявністю у складі символу ЦП, а їх ортогональності між собою зберігається на часовому проміжку  $T_{см}$ .

Крім того, може виникати зміщення символів за рахунок зриву символної синхронізації задача якої спрямована на протидію співпадіння заголовка OFDM символу з початковою точкою вікна утвореного проведенням процедури ШПФ. Тобто коли початкова точка вікна ШПФ знаходиться раніше ніж кінець попереднього символу із затримкою виникає міжсимвольна інтерференція, а у випадку коли вона розміщена пізніше за початок ходу символу - можливе виникнення як міжсимвольної так і міжчастотної інтерференції (зокрема між піднесучими) рис. 6.



**Рис. 6. Ілюстрація виникнення явищі міжсимвольної інтерференції між символами OFDM з довжиною циклічного префіксу коротшою за максимальну затримку в багатопробеному в каналі**

Організація OFDM-сигналу може бути здійснена утворенням захисного інтервалу із нульовим заповненням. Така конструкція актуальна для широкосмугових і надширокосмугових систем на основі OFDM. На рис. 6 представлено символи OFDM-сигналу з НЗ і впливом міжсимвольної інтерференції на піднесучі. Наявність незначної затримки у багатопробеному каналі утворює картину коли символи OFDM ефективної довжини (розглянемо випадок коли тривалість НЗ більша ніж максимальна затримка багатопробенового каналу) мають розриви в межах вікна ШПФ. Таким чином частина захисного інтервалу наступного OFDM  $k$ -символу копіюється і додається до заголовка наступного символу з метою запобігання утворення міжчастотної інтерференції (між частотами піднесучих). Так як НЗ утворено нульовою послідовністю, фактична довжина символу OFDM з НЗ буде коротша ніж довжина символу OFDM який містить ЦП і циклічний суфікс (ЦС). В цьому випадку можна акцентувати увагу на тому, що довжина прямокутного вікна для передачі буде коротша. Отже, на відміну від конструкції OFDM-символу яку розглянуто на рис.6 символ OFDM який сформовано з НЗ буде мати спектральну щільність потужності (СЩП) з меншою позасмуговою пульсацією і більшою позасмуговою потужністю, що дозволить передавати більшу потужність.

На рис. 7 представлено результати моделювання завадостійкості телекомунікаційного каналу з OFDM за наявності міжсимвольної інтерференції. Досліджували вплив на завадостійкість довжини захисного інтервалу який може складатись як з ЦП, ЦС та і мати ділянку з НЗ. В процесі дослідження використовували 64-х точкове ШПФ, а також резервували 16-ть віртуальних піднесучих. Використовували сигнали типу КАМ-16. Дослідження проводили для двох каналів: АБГШ та каналу з Релеєвським завмиранням (максимальна

затримка до п'ятнадцяти символів). Зокрема на рис. 7 довжина захисного інтервалу вибиралась у 16 символів.

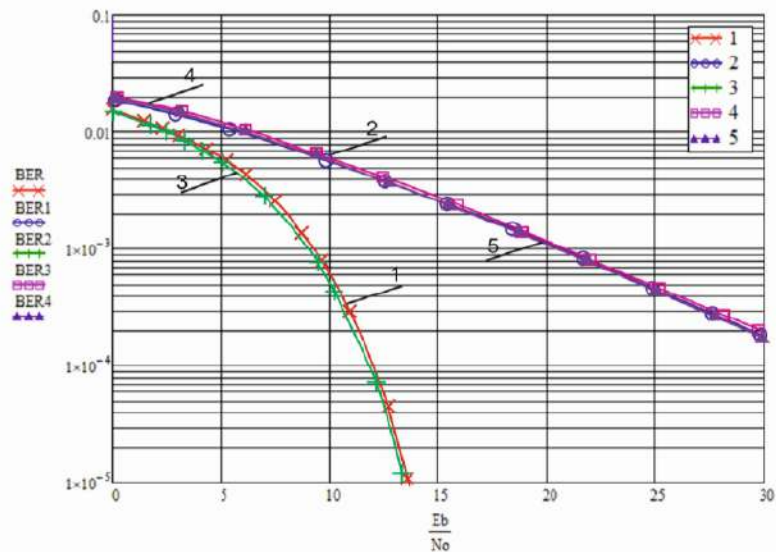


Рис. 7. Графік завадостійкості каналу з OFDM та довжиною захисного інтервалу у 16 символів: 1 – АБГШ – аналітична крива; 2 – Релесвський канал - аналітична крива; 3 – АБГШ – випадок без захисного інтервалу; 4 – для каналу з ЦШ який дорівнює 16-ть символів; 5 – для каналу з НЗ яке вибиралось довжиною 16-ть символів

Наступний рис. 8 дозволяє оцінити як впливає довжина захисного інтервалу на тренд кривої завадостійкості.

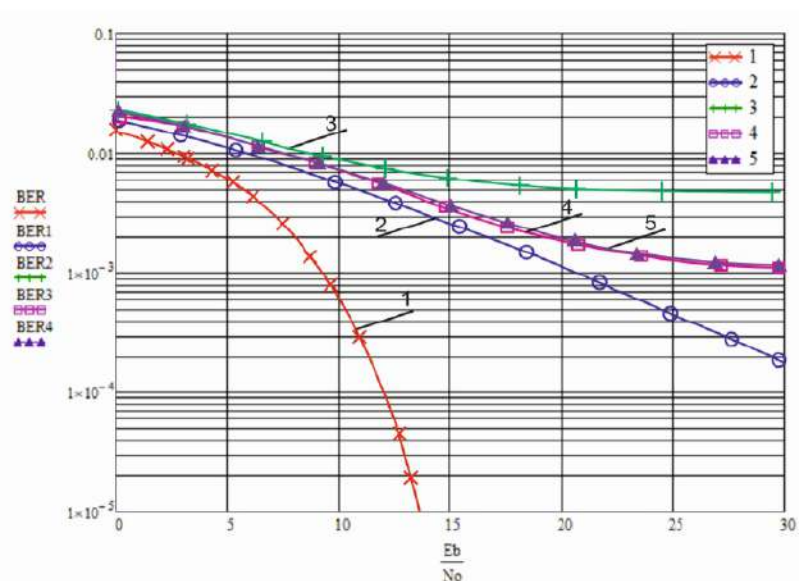


Рис. 8. Графік завадостійкості каналу з OFDM та довжиною 3-и символи: 1 – АБГШ – аналітична крива; 2 – Релесвський канал - аналітична крива; 3 – АБГШ – випадок без захисного інтервалу; 4 – для каналу з ЦШ який дорівнює 3-и символи; 5 – для каналу з НЗ яке вибиралось довжиною 3-и символи

Аналіз рис. 7 та 8 дозволяє встановити, що вплив міжсимвольної інтерференції на ймовірність бігової помилки в Релесвському каналі з багатопробним завмиранням становиться наочним (криві 4 та 5 на рис. 8) за результатами зменшення довжини захисного інтервалу. В кінцевому результаті такий процес приводить до мінімального рівня помилок як показано на рис.8, кривими 3, 4, 5.

## Методика підвищення завадостійкості систем OFDM з ефективним кодуванням

Не дивлячись на істотні переваги OFDM, в каналах зв'язку при прийманні таких сигналів можливий випадок коли глибокі завмирання які супроводжують передачу таких сигналів здійснюють селективний вплив на одні піднесучі - шляхом їх пригнічення, а на інші, навпаки, шляхом їх підсилення. Така картина в кінцевому рахунку приводить до збільшення середнього відношення сигнал/шум і в каналі з OFDM виникають ефекти вибіркового завмирання.

Одним з методів протидії таким ефектам в каналах з OFDM є метод результати дослідження якого приведено нижче в статті і який ґрунтується на застосуванні методів кодування з прямим виправленням помилок (FEC) [8-14].

На рис. 9 представлена схема для дослідження системи передачі з OFDM і каналним кодуванням на основі каскадного коду (зовнішній кодер на основі коду Ріда-Соломона (РС), внутрішній кодер - на основі турбо-коду [10, 13, 14] (ТК)). Як слідує з схеми (рис. 9), вхідні фрейми ТК групуються, кожен блок пакетів формує кадр OFDM який, як було описано вище в статті, починається з символу синхронізації за яким слідує опорний символ. Перший символ використовувався з метою визначення часового відліку початку кадру і оцінки зсуву частоти, а другий використовувався для оцінки частотної характеристики каналу.

В ТК використовували різні генераторні поліноми (7, 5), (37, 21) та (117, 121) і швидкості кодування: 1/3, 1/2, 2/3, 3/4. Один пакет ТК утворювався 1632-бітами з перемеженими блоками. Модуляцію піднесучих OFDM здійснювали за допомогою цифрових багатопозиційних сигналів ФМ-4 та КАМ-16 (64) [9] та програмованою зміною довжини захисного інтервалу.

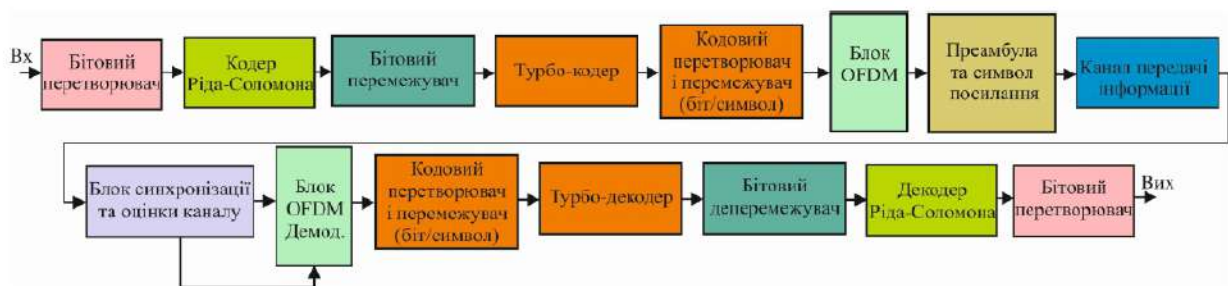


Рис. 9. Блок-схема формування та обробки сигналів у системі OFDM з процедурою каскадного кодування

На рис. 10 представлено синтезовану схему (Simulink-програму модель) телекомунікаційного каналу з OFDM та каскадним кодуванням кодами з прямим виправленням помилок (конструкція РС+ТК) згідно рис. 9.

Продуктивність системи оцінювалась проведенням низки експериментів чисельного моделювання у різних конфігураціях схем кодування/декодування у каналі з АБГШ. Для проведення досліджень використано конструкції розміром по сто кадрів (фреймів) які містили по двадцять пакетів кожна. Програмно модель мала установки щодо відомої структури інформації, що передавалась в каналі, крім того у випадку дослідження ефективності кодування механізм синхронізації був організований як ідеальний.

Процес дослідження включав кроки щодо визначення впливу структури ТК на продуктивність каналу також оцінювався вплив кількості ітерацій декодування, швидкості кодування та форми сигнально-кодової конструкції. В експерименті досліджувались характеристики ТК як складового кодера в каналі з OFDM. Ідея застосування каскадної конструкції, полягала у досягненні продуктивності каналу на рівні ймовірності бітової помилки  $BER=10E-9$ . В роботах [13, 14] доказано, що такий підхід дозволить усунути ефект насичення притаманний ТК і таким чином дозволить підвищити продуктивність каналу з OFDM в цілому.

В схемі на рис. 9 запропоновано використати зовнішній перемежувач з метою забезпечення вірного розподілу помилок утворених згрупованими ділянками пошкоджених даних які можуть надходити до каналу від складового згорткового кодера ТК [6].

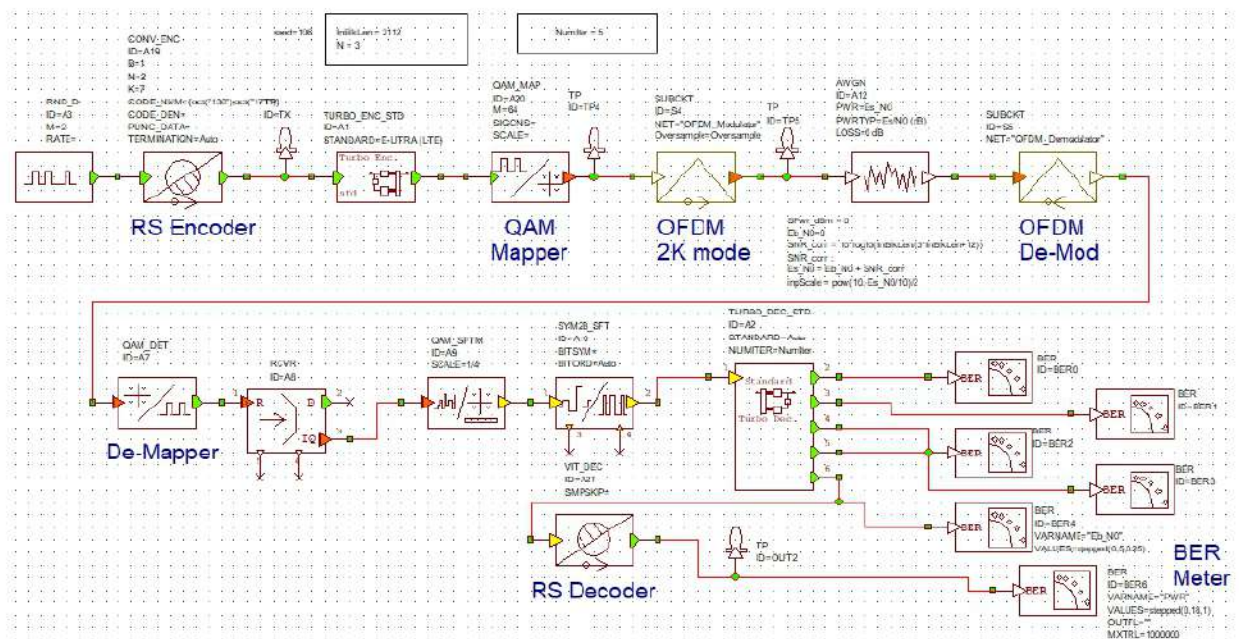


Рис. 10. Simulink-модель формування та обробки сигналів у системі OFDM з процедурою каскадного кодування

Спектр сигналу OFDM на передавальному (TX) та приймальному боці (RX) каналу представлено на рис. 11.

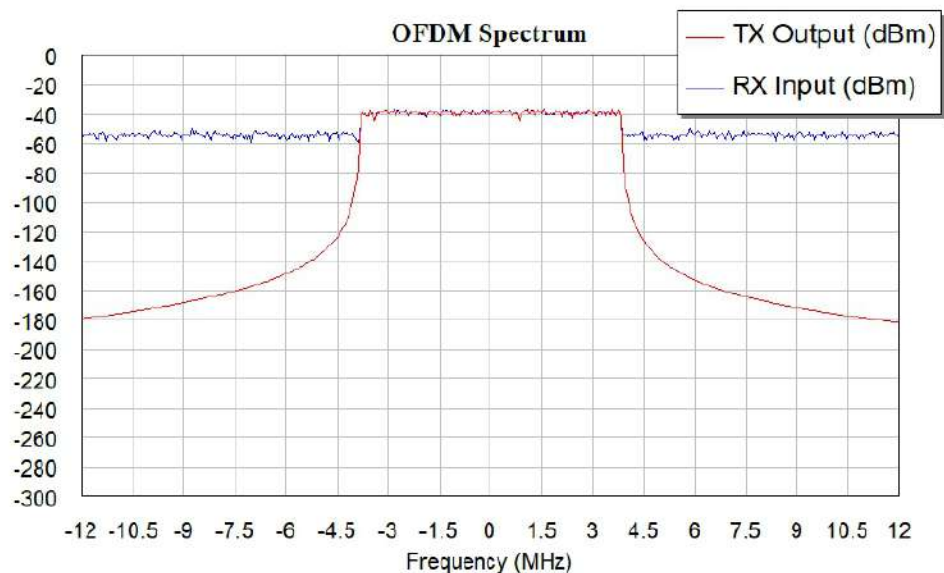
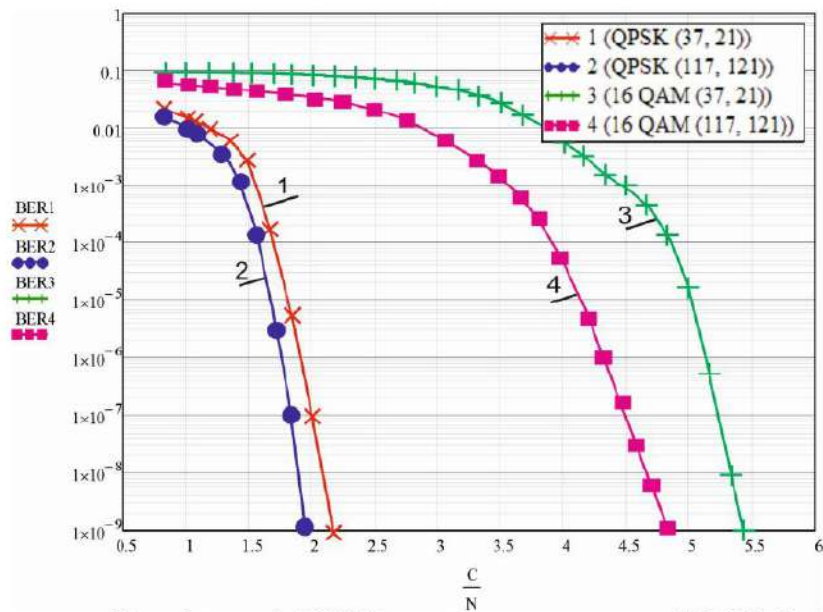


Рис. 11. Спектр сигналу OFDM на передавальному (TX) та приймальному боці (RX) каналу

На рис. 12 представлено отримані графіки завадостійкості телекомунікаційного каналу з сигналами OFDM та каскадним кодуванням (PC+TK) для конфігурації кодів (37, 21) та (117, 121), 5 – ітерацій і швидкість кодування 1/3 за різних схем модуляції. Використовувались багатопозиційні сигнали ФМ-4 та КАМ-16.



**Рис. 12.** Графіки завадостійкості сигналів OFDM з каскадним кодуванням (PC\_TK): 1 – ФМ-4 (37, 21); 2 – ФМ-4 (117, 121); 3 – КАМ-16 (37, 21); КАМ – 16 (117, 127)

Результат моделювання свідчить на втрати продуктивності у випадку підвищення рівнів модуляції, причому для випадку однакової структури коду (37, 21) при використанні ФМ-4 та КАМ-16 падіння продуктивності склало близько 3,9 дБ тоді як перехід до структури коду (117, 121) для аналогічного виду сигналів призвів до втрати продуктивності до 3,1 дБ.

### Висновки

В роботі представлено результати дослідження методів підвищення завадостійкості каналів з OFDM в сучасних телекомунікаціях. Досліджені питання щодо форми OFDM-символів дозволили встановити, що тривалість захисного інтервалу може змінюватись містити як ЦП і ЦС так і НЗ. Таким чином, визначено продуктивність системи OFDM щодо впливу довжини захисного інтервалу на ймовірність біткової помилки в телекомунікаційному каналі. В дослідження використано конструкції 64-х точкового ШПФ для сигналу OFDM, із 16-ма віртуальними піднесучими у багатопроменевих каналах із завмираннями типу АГБШ і Релея (максимальна затримка у символах дорівнювала 15 вибірок). Встановлено, що вплив міжсимвольної інтерференції на ймовірність біткової помилки в Релеєвському каналі з багатопроменевим завмиранням становиться наочним за результатами зменшення довжини захисного інтервалу.

Результати дослідження приведені у статті дозволяють стверджувати, що продуктивність схеми каскадного кодування у OFDM-каналі залежить від кількості ітерацій декодування, а також структури сигнально-кодової конструкції. Збільшення довжини кодової послідовності підвищує продуктивність схеми, однак безпосередньо впливає на складність декодування. Збільшення кількості ітерацій підвищує продуктивність декодування однак впливає на швидкодію і відповідно обчислювальну складність декодування.

### Література

1. Бойко Ю. Transmission of control information in 5G broadband telecommunication systems / Ю. Бойко, І. П'ятін, Л. Карпова, І. Пархомей // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2021. – Т. 1. – №. 38. – С. 82-95.
2. Shengli Z. OFDM Basics. OFDM for Underwater Acoustic Communications / Z. Shengli, W. Zhaohui. – USA: Wiley Telecom, 2014. - P.23-38
3. Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems / R. Prasad. – London: Artech House, Inc., 2004,

4. Склиар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Склиар. – Москва: Вильямс, 2016. –1104 с.
5. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад: монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. - Київ: Логос, 2018. - 227 с.
6. Бойко Ю. М. Дослідження ефективності алгоритмів канального кодування в захищених телекомунікаційних системах передавання інформації / Ю. М. Бойко, Д. А. Макаришкін, О. І. Пасічник // Зв'язок: загальногалуз. наук.-вироб. журн. – Київ, 2016. – № 5. – С. 56-67.
7. Narasimhamurthy A. OFDM Systems for Wireless Communications / A. Narasimhamurthy, M. Banavar, C. Terpedelenlioughlu. - USA: Morgan & Claypool, 2010. – P. 78.
8. Пятін І. С. Моделювання цифрової системи зв'язку з завадостійким кодуванням / І. С. Пятін, В. В. Сергеев // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2017. – №. 6. – С. 89-91.
9. Пятін І. С. Дослідження сигналів з багатопозиційною модуляцією / І. С. Пятін, В. В. Мішан, І. В. Вершкова // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2019. – №. 1. – С. 88-96.
10. Пятін, І.С. Дослідження каскадних кодів та турбокодів [Текст] / І. С. Пятін, В. В. Мішан, Д. В. Вершков // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2018. – № 6, т. 1. – С. 85-91.
11. Zhurakovskiy B. Increasing the efficiency of information transmission in communication channels / B. Zhurakovskiy, J. Boiko, V. Druzhynin, I. Zeniv, O. Erotenko // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2020. – Т. 19. – №. 3. – С. 1306-1315.
12. Zhurakovskiy B. Coding for information systems security and viability / B. Zhurakovskiy, S. Toliupa, S. Otrokh, V. Kuzminykh, H. Dudarieva, V. Zhurakovskiy, // Інформаційні технології і безпека. – 2020. – P. 71-84.
13. Бойко Ю. М. Формування та дослідження телекомунікаційної системи з каскадним кодуванням із використанням турбокодів / Ю. М. Бойко // Телекомунікаційні та інформаційні технології : наук. журн. / Держ. ун-т телекомунікацій. – Київ, 2016. – № 4. – С. 29-41.
14. Бойко Ю. М. Можливості турбокодів щодо підвищення енергетичного виграшу в каналах передавання інформації / Ю. М. Бойко // Зв'язок. - Київ, 2016. - № 2. - С. 16-25.

#### References

1. Boiko J. Transmission of control information in 5G broadband telecommunication systems / J. Boiko, I. Piatin, L. Karpova, I. Parkhomei // Adaptivni sistemi avtomatičnogo upravlinnâ. – 2021. – Т. 1. – №. 38. – S. 82-95.
2. Shengli Z. OFDM Basics. OFDM for Underwater Acoustic Communications / Z. Shengli, W. Zhaohui. – USA: Wiley Telecom, 2014. - P.23-38.
3. Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems / R. Prasad. – London: Artech House, Inc., 2004, P. 292.
4. Skliar B. Tsyfrovaia sviaz. Teoretycheskiye osnovy y praktycheskoe prymereneye / B. Skliar. – Moskva: Vyliams, 2016. –1104 s.
5. Boiko J. M. Teoretychni aspekty pidvyshchennia zavadostiikosti y efektyvnosti obrobky syhnaliv v radiotekhnichnykh prystroiakh ta zasobakh telekomunikatsiinykh system za naiavnosti zavad: monohrafiia / J. M. Boiko, V. A. Druzhynin, S. V. Toliupa. - Kyiv: Lohos, 2018. - 227 s.
6. Boiko J.M. Research into effectiveness of channel coding algorithms in protected telecommunication information transmission systems/ J.M. Boiko, D.A. Makaryshkin, O.I. Pasichnyk // Zviazok : zahalnohaluz. nauk.-vyrob. zhurn. – Kyiv, 2016. – № 5. – S. 56-67.
7. Narasimhamurthy A. OFDM Systems for Wireless Communications / A. Narasimhamurthy, M. Banavar, C. Terpedelenlioughlu. - USA: Morgan & Claypool, 2010. – P. 78.
8. Piatin I. S. Modeliuvannia tsyfrovoy systemy zviazku z zavadostiikym koduvanniam / I. S. Piatin, V. V.

Serheiev //Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Tekhnichni nauky. – 2017. – №. 6. – S. 89-91.

9. Piatin I. S. Doslidzhennia syhnaliv z bahatopozytsiinoiu moduliatsiieiu / I. S. Piatin, V. V. Mishan, I. V. Vershkova //Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2019. – №. 1. – S. 88-96.

10. Piatin, I.S. Doslidzhennia kaskadnykh kodiv ta turbokodiv [Tekst] / I. S. Piatin, V. V. Mishan, D. V. Vershkov // Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Tekhnichni nauky. – 2018. – № 6, t. 1. – S. 85-91.

11. Zhurakovskiy B. Increasing the efficiency of information transmission in communication channels / B. Zhurakovskiy, J. Boiko, V. Druzhynin, I. Zeniv, O. Eromenko //Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2020. – T. 19. – №. 3. – C. 1306-1315.

12. Zhurakovskiy B. Coding for information systems security and viability / B. Zhurakovskiy, S. Toliupa, S. Otrokh, V. Kuzminykh, H. Dudarieva, V. Zhurakovskiy, //Informatsiini tekhnolohii i bezpeka. – 2020. – P. 71-84.

13. Boiko J. M. Formuvannia ta doslidzhennia telekomunikatsiinoi systemy z kaskadnym koduvanniam iz vykorystanniam turbokodiv / J. M. Boiko // Telekomunikatsiini ta informatsiini tekhnolohii : nauk. zhurn. / Derzh. un-t telekomunikatsii. – Kyiv, 2016. – № 4. – S. 29-41.

14. Boiko J.M. The possibilities of signal-code constructions to improve energy coding gain / J.M. Boiko. - Zviazok. - Kyiv, 2016. - № 2. - S. 16-25.

Надійшла / Paper received : заповнюється редакцією

Надрукована/Printed : заповнюється редакцією

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ  
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНИХ  
ТЕХНОЛОГІЙ  
КАФЕДРА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ,  
МЕДІЙНИХ І ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ  
ТЕХНОЛОГІЙ

НОВІКОВ ДМИТРО ВАДИМОВИЧ  
СТУДЕНТ ГР. ТР<sub>М</sub>-20-1



## МЕТОДИ КАНАЛЬНОГО КОДУВАННЯ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ З OFDM

**ДИПЛОМНА РОБОТА**



КЕРІВНИК РОБОТИ: Д.Т.Н.,  
ПРОФЕСОР КАФЕДРИ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ І  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ  
БОЙКО Ю.М.



## МЕТА, ПРЕДМЕТ ТА ОБ'ЄКТ ДОСЛІДЖЕННЯ

**Мета роботи:** розробка методик забезпечення завадостійкості піднесучих сигналів мультимплексування з ортогональним частотним розділенням каналів в умовах реального комплексу завод.

**Предмет дослідження** – способи та методи побудови моделей пристроїв кодування та синхронізації сигналів мультимплексування ортогональним частотним розділенням каналів.

**Об'єкт дослідження** – процес передавання, обробки та декодування сигналів мультимплексування з ортогональним частотним розділенням каналів у телекомунікаціях за умов складної заводої обстановки.

**Наукова новизна** отриманих результатів. В роботі отримано такі наукові результати:  
**вперше:**

- запропонована методика побудови каналу передавання сигналів мультимплексування ортогональним частотним розділенням каналів на основі каскадної кодової конструкції. Описана методика на відміну від існуючих ґрунтується на поєднанні багатопозиційних сигналів з каскадним кодом на основі турбо-коду для усунення ефекту насичення і отриманні продуктивності на рівні  $10E-9$ .

**Дістали подальшого розвитку:**

- методика підвищення завадостійкості символів мультимплексування з ортогональним частотним розділенням каналів зміною конструкції символу сигналів в умовах багатопроменевості та наявності завмирань.
- методика ідентифікації сигналів у телекомунікаційних каналах з мультимплексування ортогональним частотним розділенням каналів.
- механізми забезпечення умов синхронізації сигналів мультимплексування ортогональним частотним розділенням каналів в умовах зриву ортогональності під впливом міжсимвольних і міжканальних завод



# МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИГНАЛІВ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

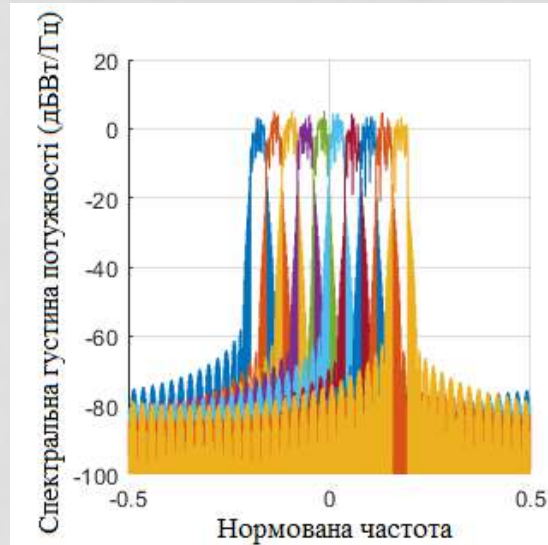
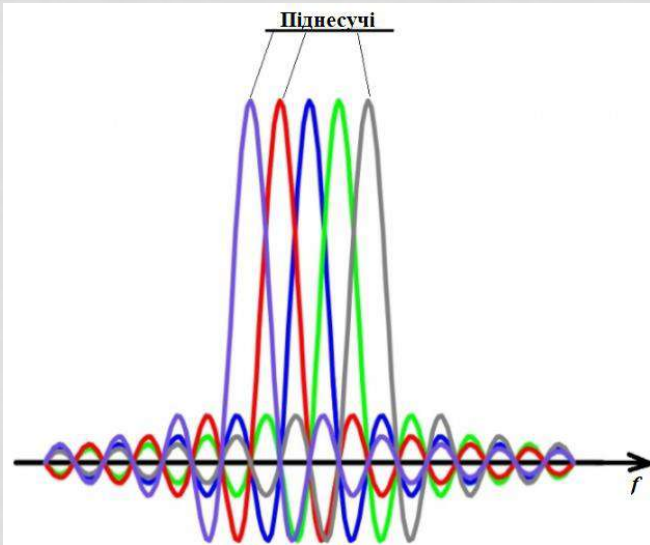


Рис. 2. - Типовий спектр при формуванні сигналів з ортогональним частотним рознесенням каналів (10 піддіапазонів, по 20 піднесучих на кожному)

Рис. 1 – Розміщення піднесучих в частотній області при формуванні сигналів з ортогональним частотним рознесенням каналів

$$Y = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_n(t) S_k^*(t) dt$$

$$= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \sum_{m=0}^{N-1} U_{n,m} S_m(t) S_k^*(t) dt$$

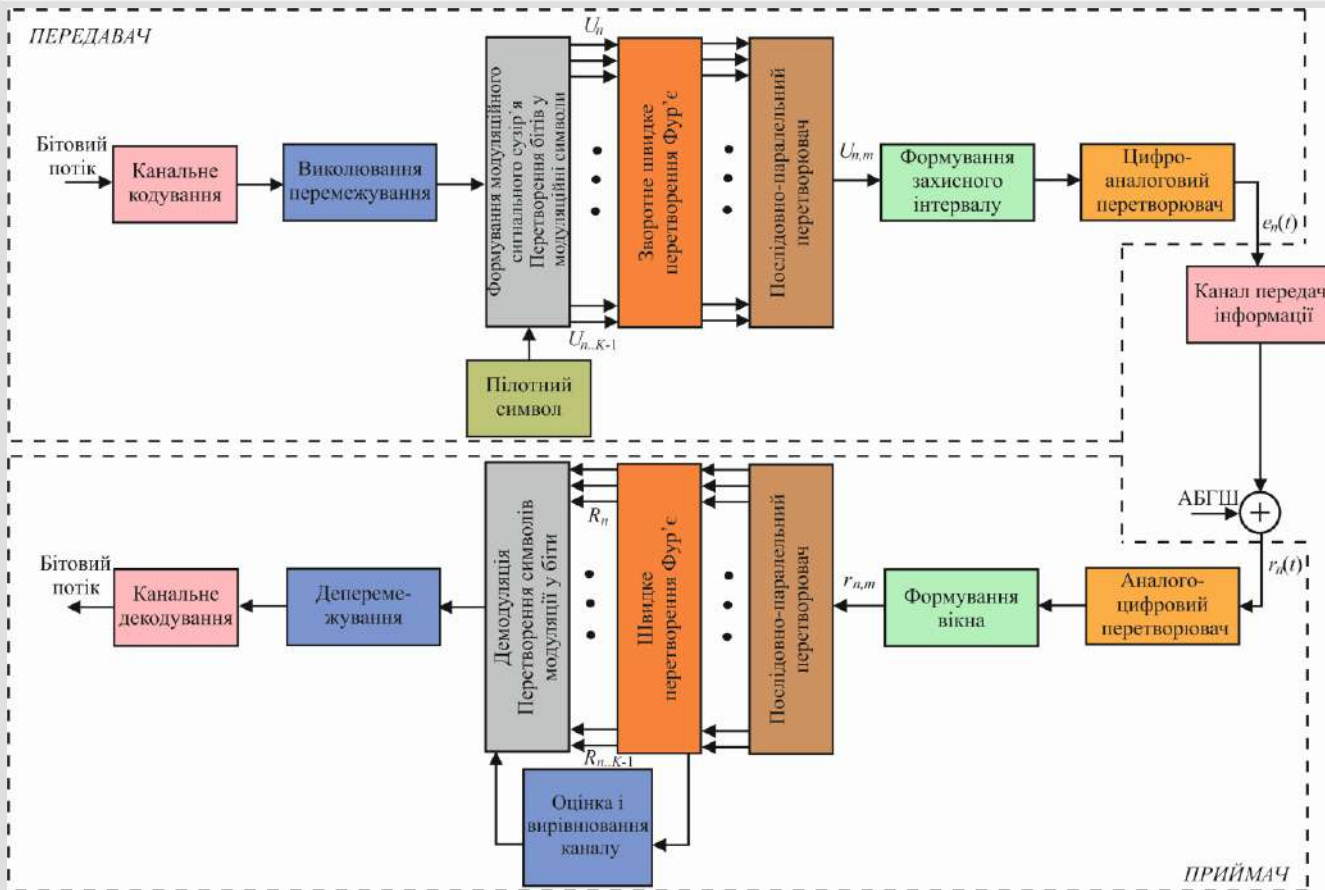
$$= \sum_{m=0}^{N-1} U_{n,m} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_m(t) S_k^*(t) dt = \sum_{m=0}^{N-1} U_{n,m} \delta_{m,k} = U_{n,k} \quad (3)$$

$$u_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} U_{n,k} e^{j2\pi k \Delta f (n-nT)} \text{rect} \left( \frac{2(t-nT) + T_n - T_c}{2T} \right), \quad (1)$$

$$H_k(f) = T \text{sinc}[\pi T(f - k\Delta f)] \quad (2)$$



# УЗАГАЛЬНЕНА СТРУКТУРНА СХЕМА МУЛЬТЕПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ



$$r_n(t) = u_n(t)h_n(t) + n_n(t) \quad (4)$$

$$R_{n,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} r_{n,i} e^{-\frac{j2\pi ik}{N}} \quad (5)$$

$$r_{n,i} = u_{n,i}h_{n,i} + n_{n,i} \quad (6)$$

$$R_{n,k} = U_{n,k}G_{n,k} + N_{n,k} \quad (7)$$

Рис. 3 – Структурна схема системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів



# МІНІМІЗАЦІЇ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ ОПИС СХЕМИ НЕЛІНІЙНОГО ДЕТОКТОРА

$$U_{\text{ПМП}}[k] = F(U_0[k])e^{j(\varphi[k] + \Phi(U_0[k]))}, \quad (8)$$

$$U_{\text{П}}[k] = f(F(U_0[k]))e^{j(\varphi[k] + \Phi(U_0[k] + \Psi(F(U_0[k])))}, \quad (9)$$

$$F(U_0[k]) = F_1 U_0(k) + F_2 U_0^2(k) + \dots + F_l U_0^l(k) = \mathbb{F}\mathbb{W}_0^T[k], \quad (10)$$

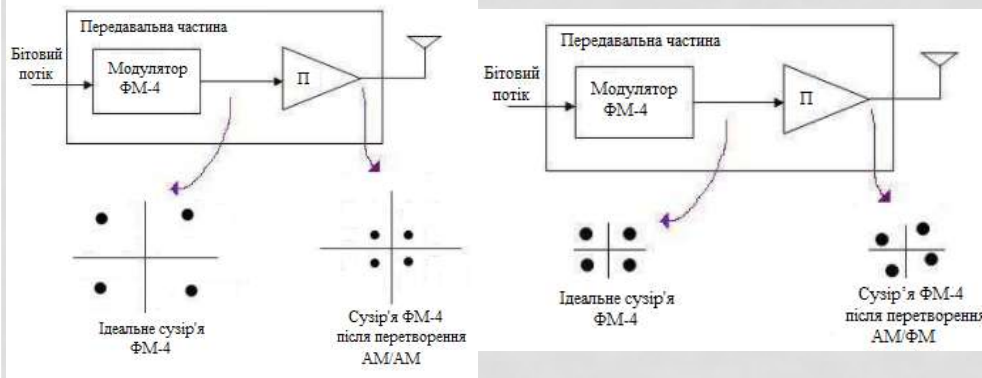


Рис. 4 – Пояснення спотворень типу АМ/АМ (а) та АМ/ФМ (б) на прикладі сигналів типу ФМ-4

$$\mathcal{L}(\mathbb{F}) = Z \left[ (f(\mathbb{F}\mathbb{W}_0^T[k]) - \rho U_0(k))^2 \right] \quad (11)$$

$$\mathbb{F}(k+1) = \mathbb{F}(k) - \delta \mathbf{\Gamma}_{\mathbb{F}} \mathcal{L}(\mathbb{F}(k)) = \mathbb{F}(k) + \delta U_0[k] f'(\mathbb{F}\mathbb{W}_0^T[k]) (|U_{\text{П}}[k]| - \rho U_0(k)) \quad (12)$$

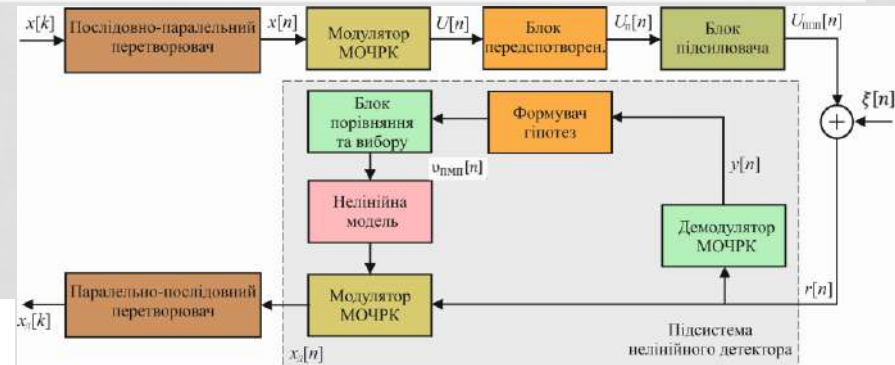


Рис. 5 – Розгорнута схема приймальної частини системи МОЧРК

$$r(k) = U_{\text{ПМП}}[k] + \xi(k). \quad (13)$$

$$u_{\text{ПМП}}[n] = \arg \min_{u_{\text{ПМП}}[n]} \{ \|r[n] - f_{\text{НЛ}}(R_N\{u[n]\})\|^2 \} \quad (14)$$

Пропонується виконувати ідентифікацію бітових посилок для випадку, коли існує наближення до порогу прийняття рішення. Таким чином, пропонується використання детектору який на відміну від ПМП оцінює гіпотези бітових рішень які наближаються до границі щодо прийняття рішення.



# ОЦІНКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КАНАЛУ З МОЧРК У ВИПАДКУ ДВОХ КОНФІГУРАЦІЙ: ЗА НАЯВНОСТІ В КАНАЛІ ПЕРЕДСПОТВОРЕННЯ І У ВИПАДКУ ЙОГО ВІДСУТНОСТІ

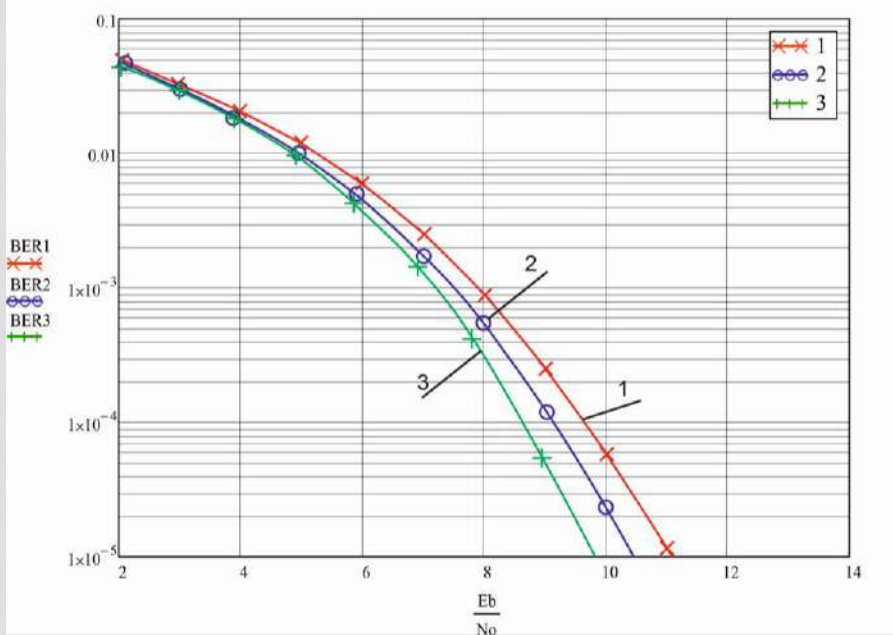
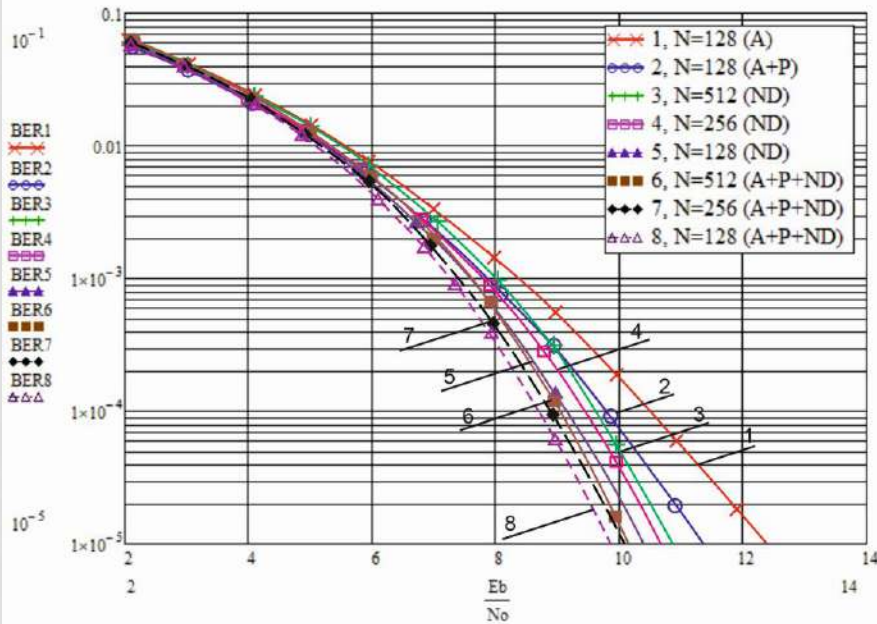


Рис. 6 - Графіки завадостійкості для системи з мультиплексуванням ортогональними піднесучими (512, 256, та 128 піднесучих) і ФМ-4: 1 – N=128 (використано підсилювач без передспотворення); 2 - N=128 (аналогічно, з блоком передспотворення); 3 - N=512 (використано нелінійний детектор); 4 - N=256 (використано нелінійний детектор); 5 - N=128 (використано нелінійний детектор); 6 - N=512 (використано підсилювач із передспотворенням та нелінійний детектор); 7 - N=256 (використано підсилювач із передспотворенням та нелінійний детектор); 8 - 6 - N=128 (використано підсилювач із передспотворенням та нелінійний детектор)

Рис. 7 - Графіки завадостійкості для системи з мультиплексування ортогональними піднесучими (ФМ-4, N=128): 1 – 2-ві гіпотези, з обмеженням на рівні 2 дБ; 2-ві гіпотези, з обмеженням на рівні 3 дБ; 4-ри гіпотези на рівні 3 дБ



# РОЗГОРНУТА СХЕМА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОГО КАНАЛУ З МОЧРК

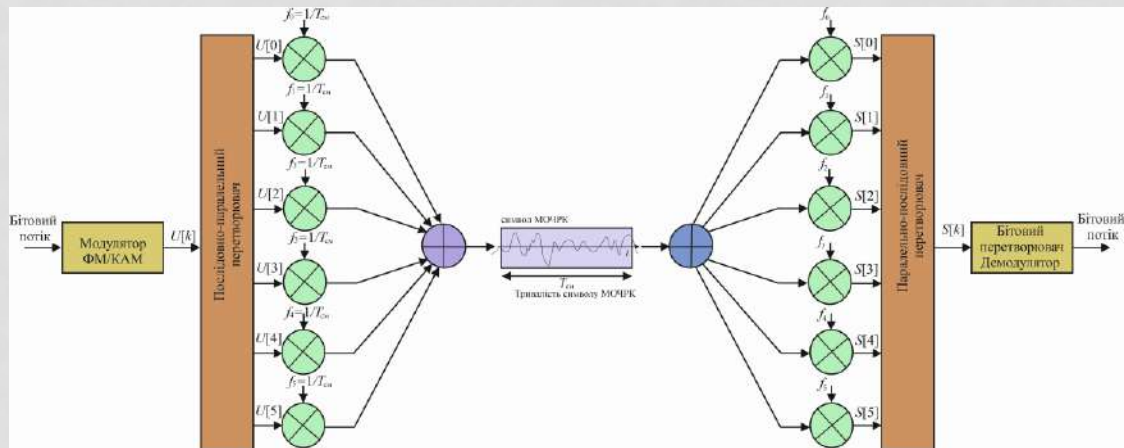
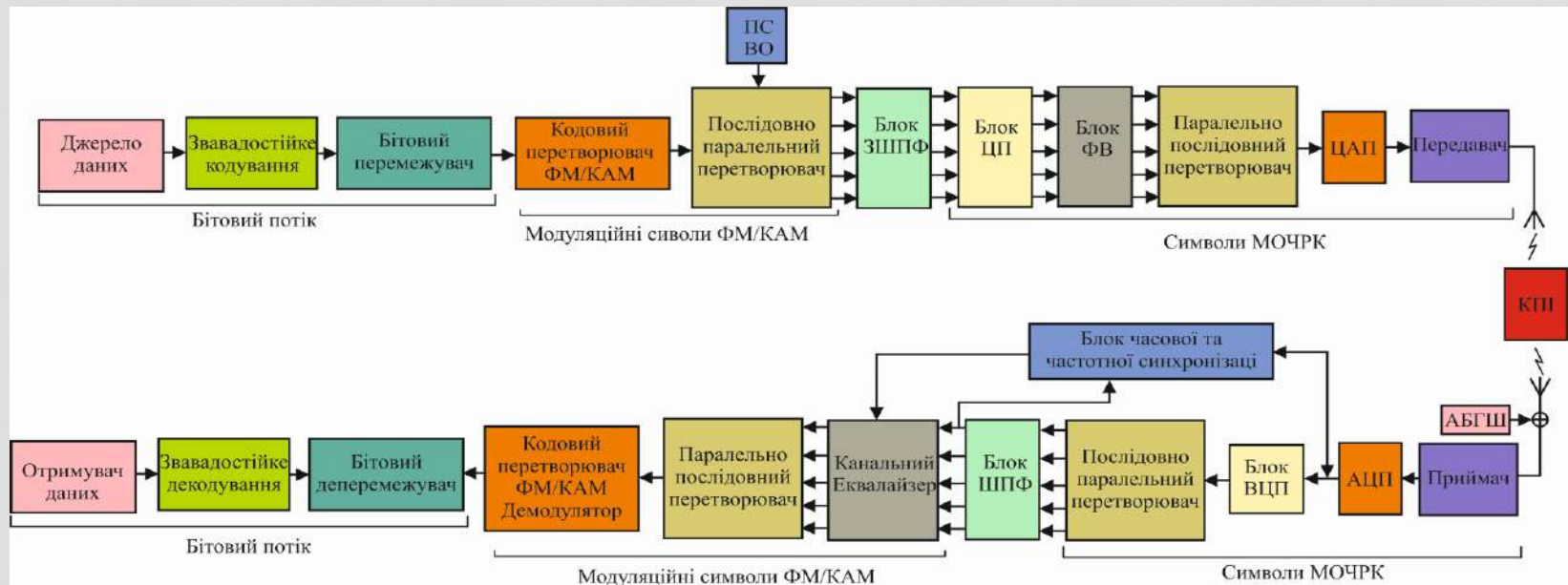


Рис. 8 - Розгорнута блок-схема телекомунікаційного каналу з МОЧРК: PS BO – пілотний символ, віртуальний оператор; ЗШПФ – зворотне швидке перетворення Фур'є; ЦП – циклічний префікс; ФВ – формувач віконної функції; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ВЦП – відновлення циклічного префіксу; ШПФ – швидке перетворення Фур'є; АБГШ - адитивний білий гаусівський шум



# МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИМВОЛІВ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

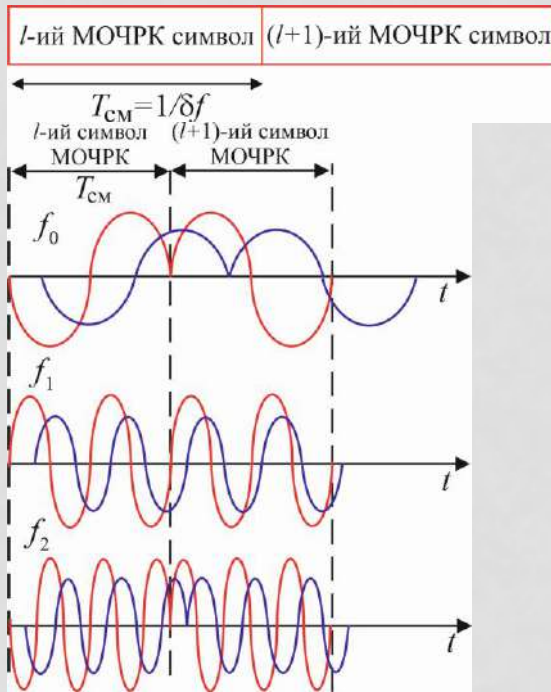


Рис. 9 – Графічна ілюстрація впливу багатопроменевого каналу на прийнятий у системі МОЧРК сигнал у випадку відсутності захисного інтервалу: а – структура МОЧРК сигнал без захисного інтервалу; б – вплив ефекту міжсимвольної інтерференції на сигнали у багатопроменевому каналі

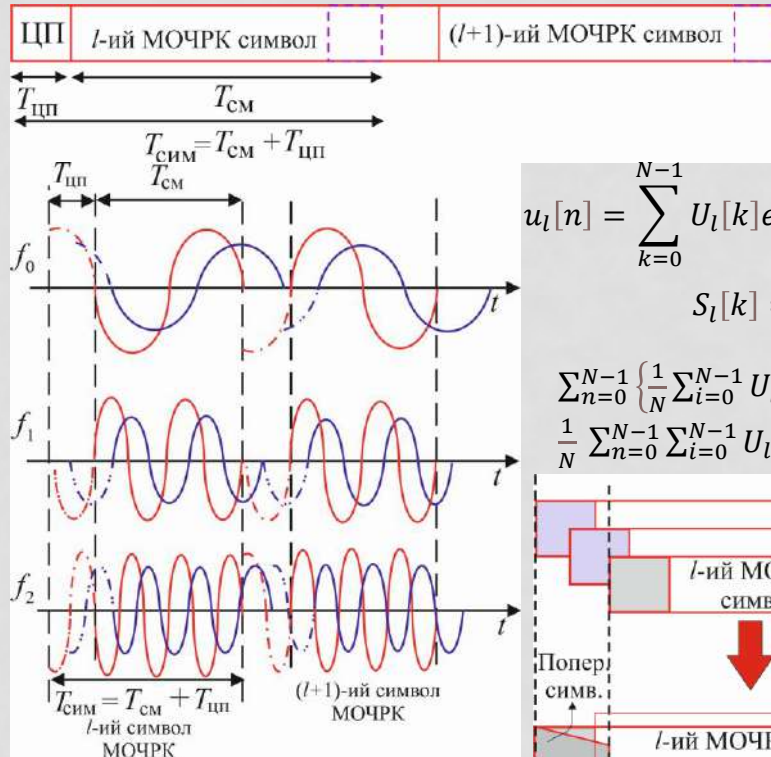


Рис. 10 – Ілюстрація впливу ефекту міжсимвольної інтерференції для кожної піднесучої МОЧРК сигналу

$$u_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} U_l[k] e^{j2\pi kn/N} \text{ для } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

$$S_l[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s_l(n) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi(i-k)n/N} = U_l[k] \quad (16)$$

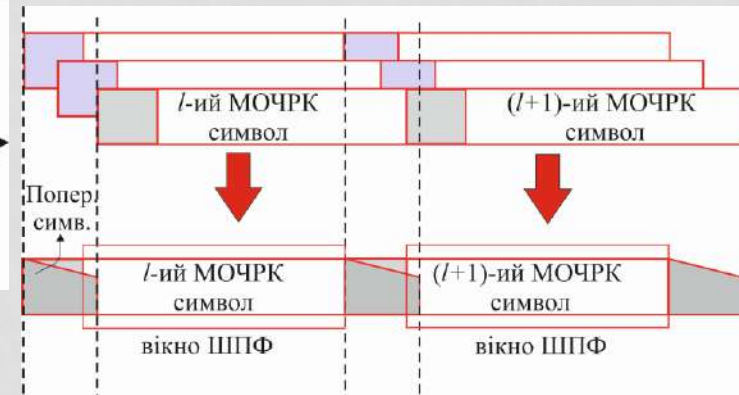


Рис. 11 – Ілюстрація виникнення явищі міжсимвольної інтерференції між символами МОЧРК з довжиною циклічного префіксу коротшою за максимальну затримку в багатопроменевому в каналі



# МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИМВОЛІВ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

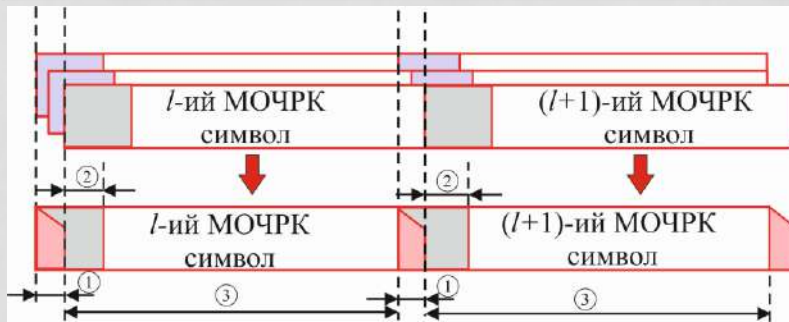


Рис. 12 - Ілюстрація впливу вибору початкової точки вікна ШПФ на виникнення міжсимвольної та міжчастотної інтерференції піднесучих МОЧРК: 1 – часовий інтервал розміщення початкової точки при виникненні міжсимвольної інтерференції; 2 – часовий інтервал розміщення початкової точки для уникнення міжсимвольної та міжчастотної інтерференції; 3 - часовий інтервал розміщення початкової точки при виникненні міжсимвольної інтерференції та міжчастотної інтерференції (між окремими піднесучими)

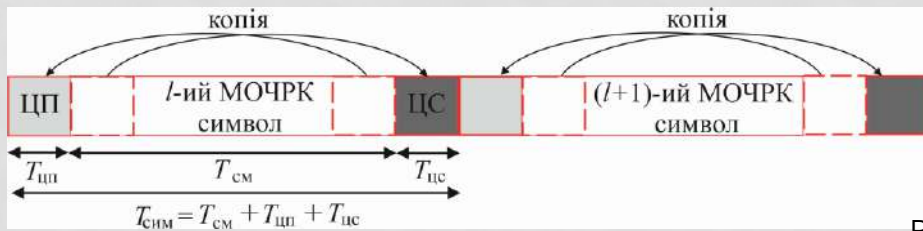


Рис. 13 - Символи МОЧРК-сигналу із врахування циклічного префіксу та суфіксу

$$S_l[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s_l(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} (\sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] u_l[n-m] + \xi_l[n]) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_l[i] e^{j2\pi i(n-m)/N} \right\} \right\} e^{-j2\pi kn/N} + \xi_l[k] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] e^{-j2\pi im/N} \right\} U_l[i] \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi(k-i)n/N} e^{-j2\pi kn/N} + \xi_l[k] = H_l[k] \cdot U_l[k] + \xi_l[k] \quad (17)$$

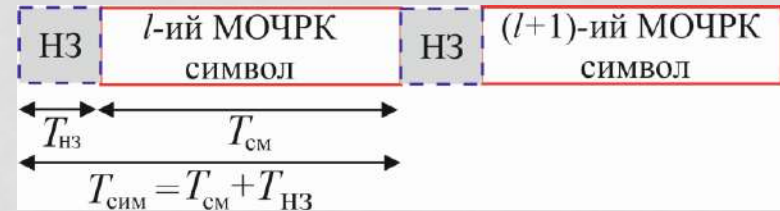


Рис. 14 - Конструкція МОЧРК із нульовим заповненням ЗІ

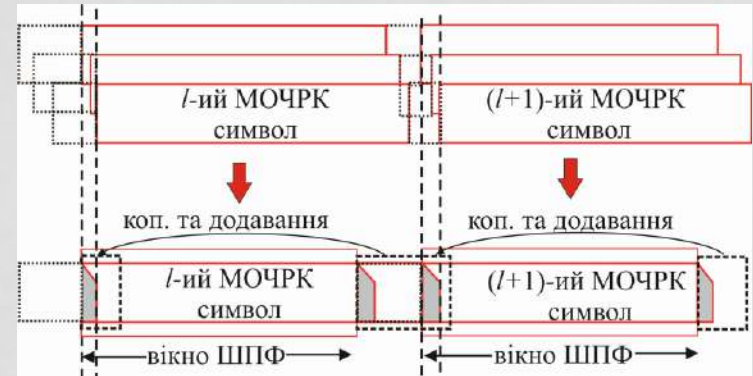
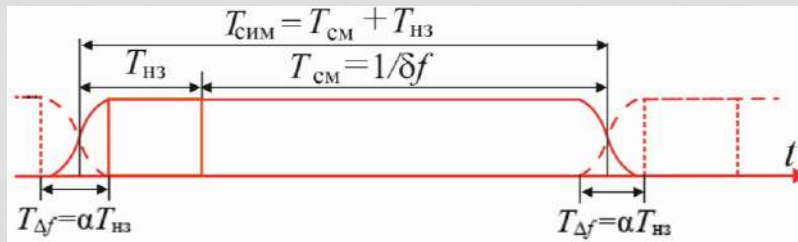


Рис. 15 – Ілюстрація процесу копіювання та додавання захисного інтервалу наступного символу в головну частину поточного символу МОЧРК з метою уникнення міжчастотної інтерференції (між окремими піднесучими)



## ВИЗНАЧЕННЯ ЙМОВІРНОСТІ БІТОВОЇ ПОМИЛКИ У СИСТЕМІ ПЕРЕДАЧІ ІЗ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ



$$p_{\text{АБГШ}} = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} \Phi \left( \sqrt{\frac{6E_6}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (18)$$

$$p_P = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left( 1 - \sqrt{\frac{3\beta \log_2 M / (M^2 - 1)}{3\beta \log_2 M / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (19)$$

Рис. 16 - Графічна інтерпретація моделі віконної функції для МОЧРК-символу

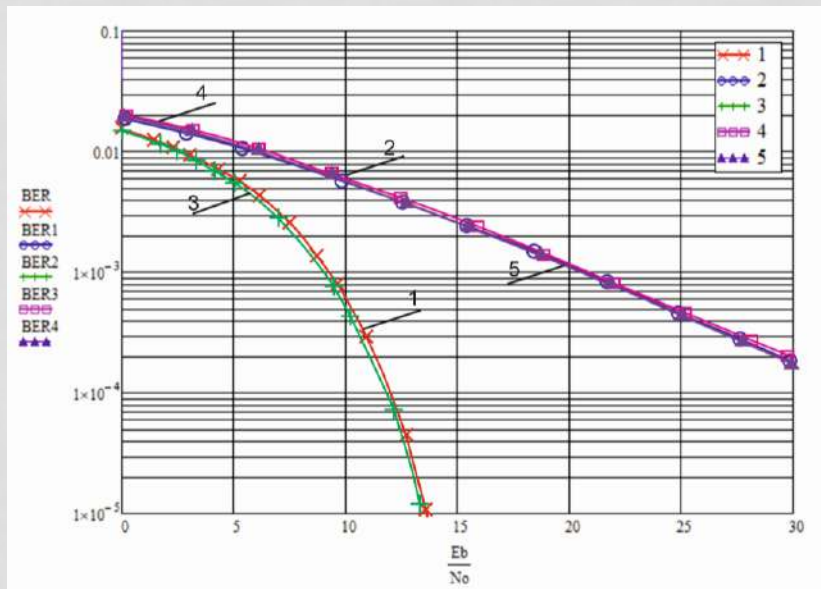


Рис. 17 - Графік завадостійкості каналу з МОЧРК та довжиною захисного інтервалу у 16 символів: 1 – АБГШ – аналітична крива; 2 – Релеєвський канал - аналітична крива; 3 - АБГШ – випадок без захисного інтервалу; - для каналу з ЦП який дорівнює 16-ть символів; для каналу з НЗ яке вибиралось довжиною 16-ть символів

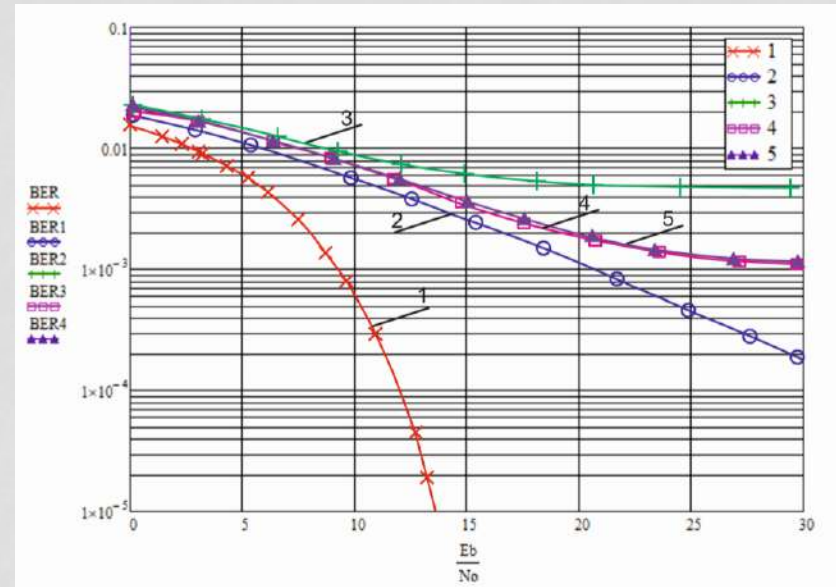


Рис. 18 - Графік завадостійкості каналу з МОЧРК та довжиною 3-и символів: 1 – АБГШ – аналітична крива; 2 – Релеєвський канал - аналітична крива; 3 - АБГШ – випадок без захисного інтервалу; - для каналу з ЦП який дорівнює 3-и символів; для каналу з НЗ яке вибиралось довжиною 3-и символів



# БЛОК-СХЕМА ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У СИСТЕМІ МОЧРК З ПРОЦЕДУРОЮ КАСКАДНОГО КОДУВАННЯ

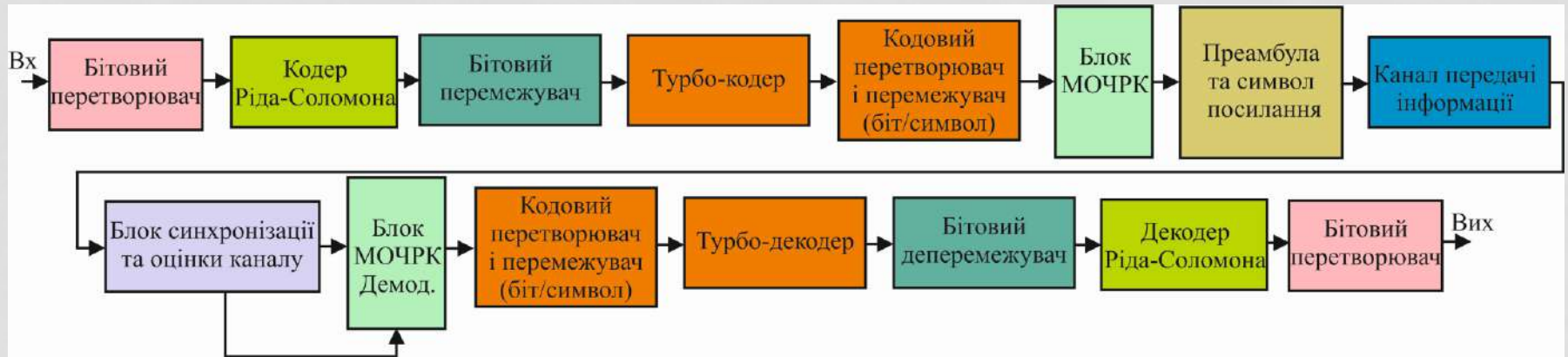


Рис. 19 - Блок-схема формування та обробки сигналів у системі МОЧРК з процедурою каскадного кодування

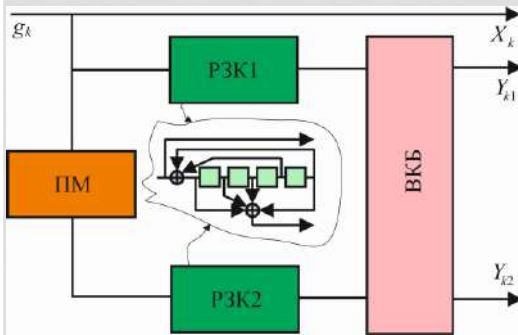


Рис. 20 – Конструкція турбо-кодера (швидкість кодування 1/3): РЗК – рекурсивний згортковий кодер; ПМ – перемежувач; ВКБ – блок виколування бітів

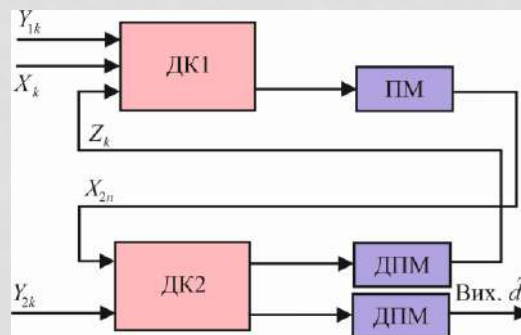


Рис. 21 – Практична блок-схема турбо-декодера

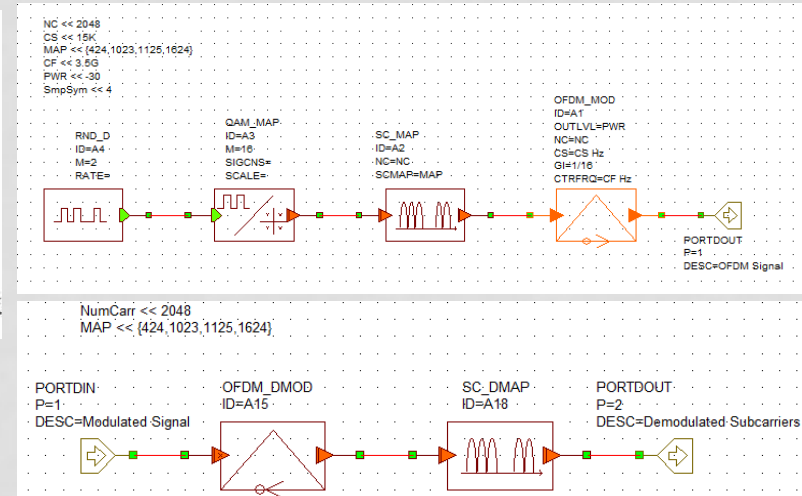


Рис. 22 – Підсистема формування та обробки сигналів з МОЧРК-модуляцією



# SIMULINK-MODELЬ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У СИСТЕМІ МОЧРК З ПРОЦЕДУРОЮ КАСКАДНОГО КОДУВАННЯ

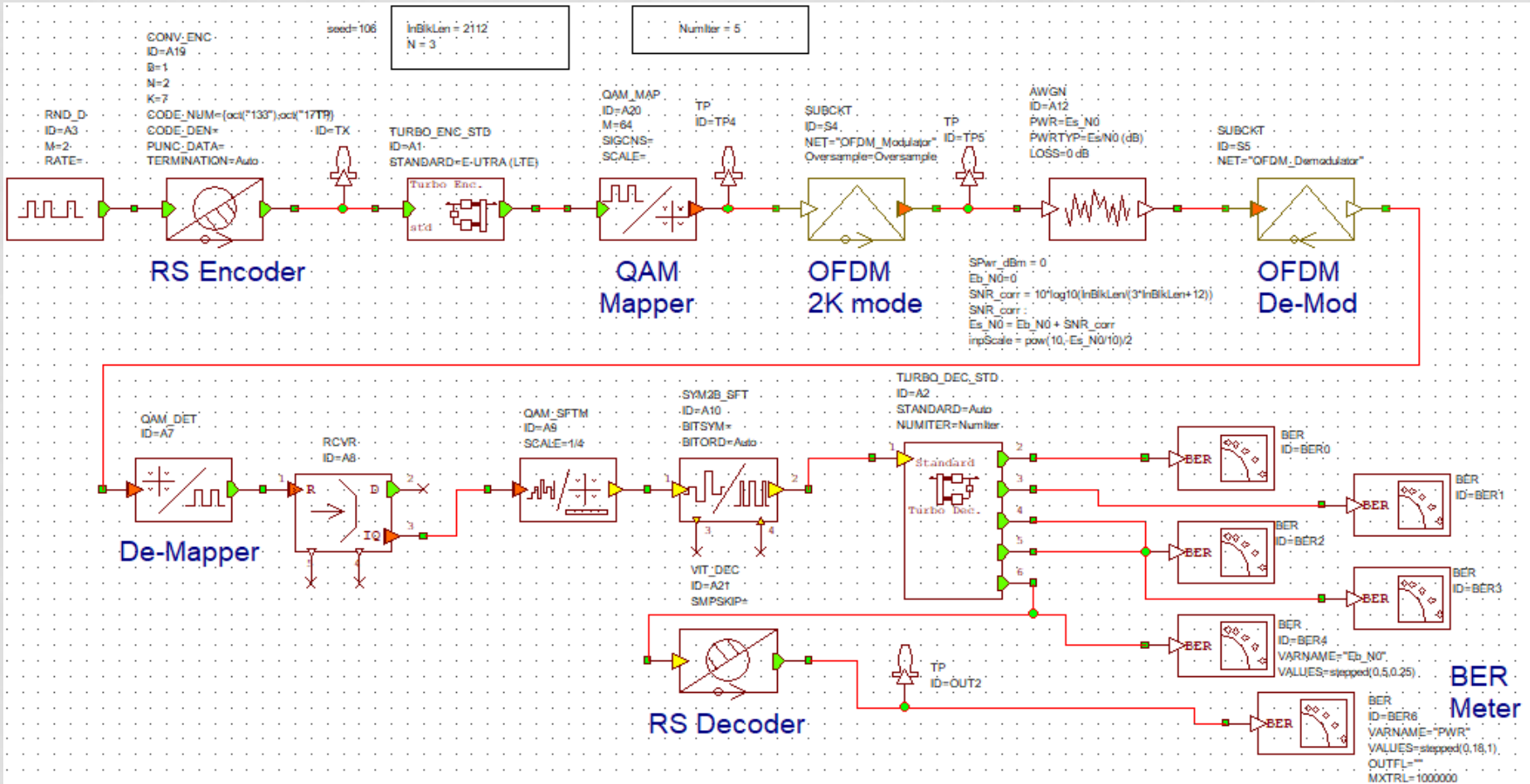


Рис. 23 - Simulink-модель формування та обробки сигналів у системі МОЧРК з процедурою каскадного кодування



# ОЦІНКА ЗАВОДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛІВ МОЧРК В КАНАЛІ З КАСКАДНИМ КОДУВАННЯМ

Рис.24-  
Графіки завадостійкості сигналів МОЧРК з каскадним кодуванням (PC\_TK): 1 – (7, 5), 2 – (15, 17), 3 – (37, 21); 4 – (117,121); КАМ-4

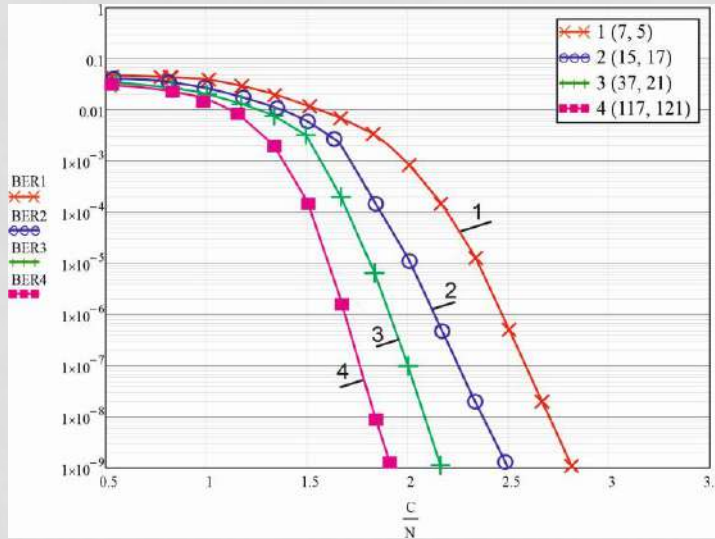


Рис. 27 -  
Спектр сигналу МОЧРК на передавальному (TX) та приймальному боці (RX) каналу

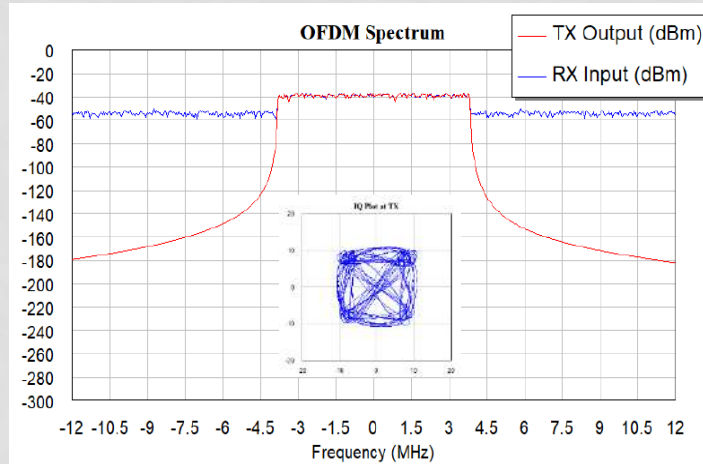


Рис. 25 -  
Графіки завадостійкості сигналів МОЧРК з каскадним кодуванням (PC\_TK): 1 – КАМ-4 (37, 21); 2 – КАМ -4 (117, 121); 3 – КАМ -16 (37, 21); КАМ – 16 (117, 127)

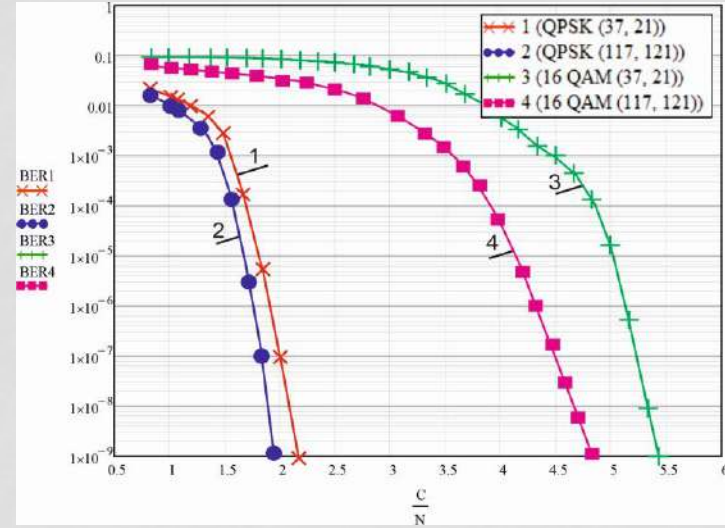
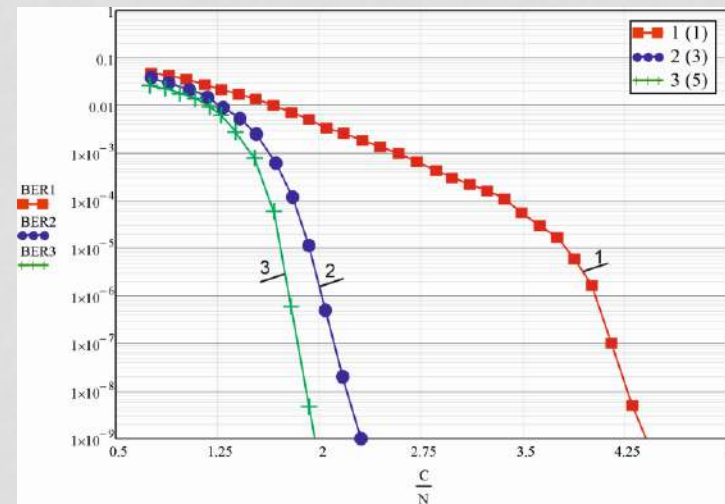


Рис. 26 -  
Графіки завадостійкості сигналів МОЧРК з каскадним кодуванням (PC\_TK (37, 25)): 1 – 1-на ітерація; 2 – 3-ри ітерації; 3 – 5-ть ітерацій





# ОЦІНКА УМОВ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИМВОЛЬНОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ МОЧРК-СИГНАЛІВ

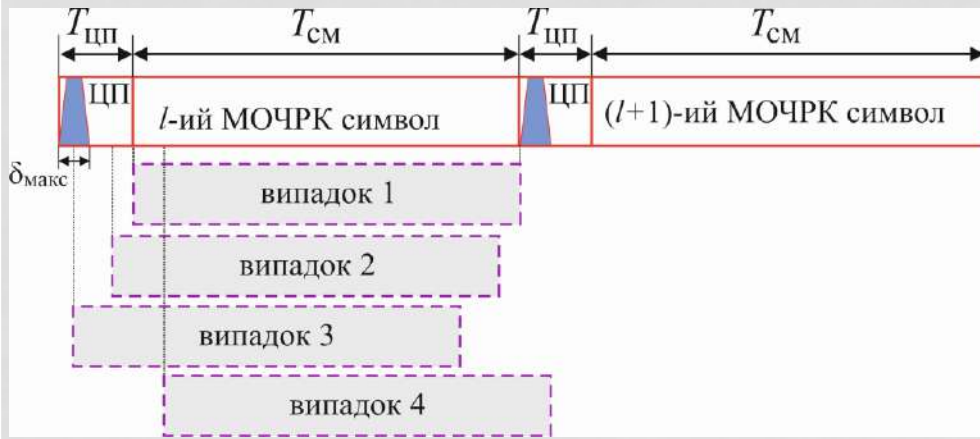


Рис. 27 - Можливі випадки часового зміщення символу МОЧРК у випадку звад:  $\delta_{\max}$  – ділянка яка відповідає розкиду часової затримки (відгуку із запізненням) обумовленої явищем багатопроменевого розповсюдження;  $T_{\text{ЦП}}$  – тривалість циклічного префіксу;  $T_{\text{СМ}}$  – тривалість власне символу МОЧРК

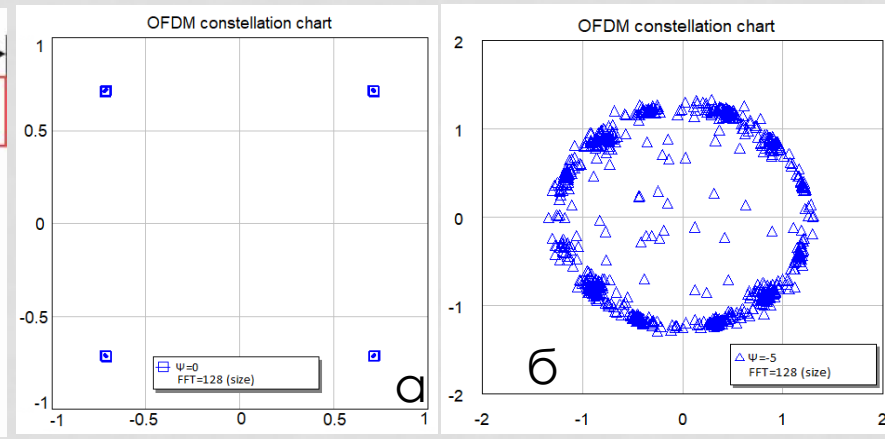


Рис. 28 – Констеляційні діаграми МОЧРК з КАМ-4 у випадку відсутності міжканальних завад а, та наявності в міжканальній завади – б

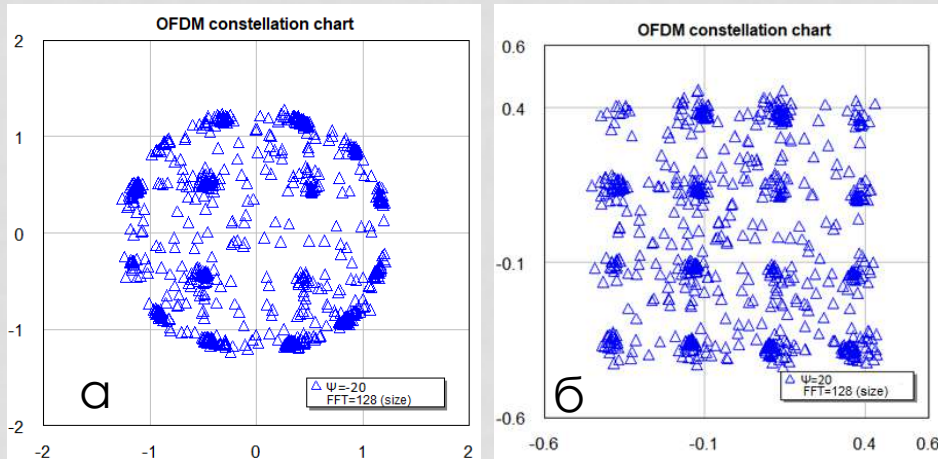


Рис. 29 - Вид констеляційних діаграм у випадку ефектів які відповідають третьому – а та четвертому – б

$$s_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] \cdot U_l[k] e^{j2\pi(k+\mu)n/N} + \xi_l[n] \quad (20)$$

$$\mu = \frac{f_p}{\Delta F} \cdot \quad (21)$$



# ТРЕНДИ У ЗМІНІ ФАЗИ СИГНАЛІВ ЗА НАЯВНОСТІ МКЗ. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОВОДИЛОСЬ В СИСТЕМІ МОЧРК, МОДЕЛЮВАЛИ СИГНАЛИ РОЗМІРОМ ШПФ $N=32$ ТА МОДУЛЯЦІЄЮ КАМ-4

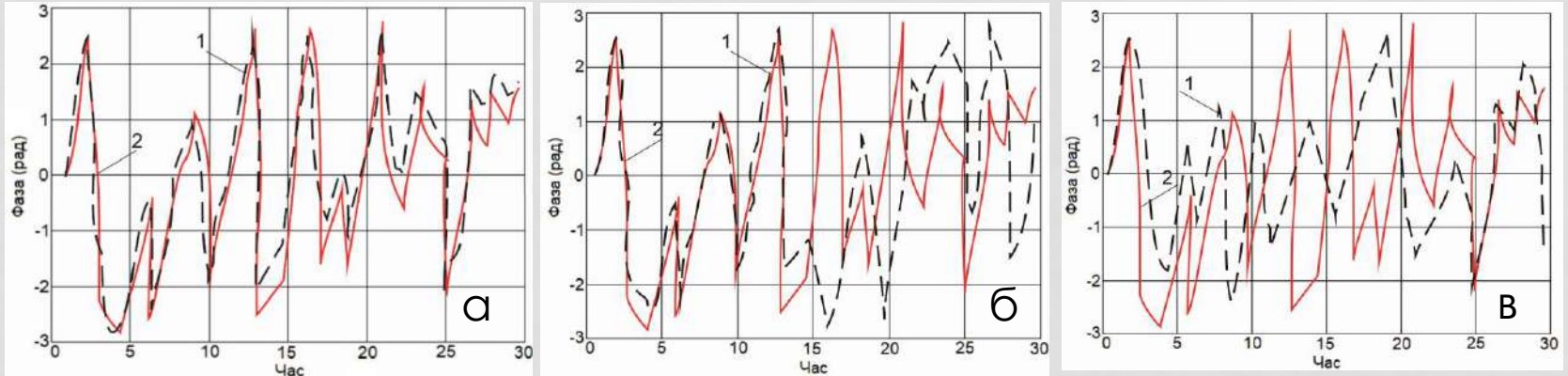


Рис. 30 – Результати впливу міжканальних завад ( $\mu$ ) на фазу сигналу в часові області: а) 1 -  $\mu = 0,2$ ; 2 -  $\mu = 0$  ; б) 1 -  $\mu = 0,5$ ; 2 -  $\mu = 0$  ; в) 1 -  $\mu = 1,5$ ; 2 -  $\mu = 0$

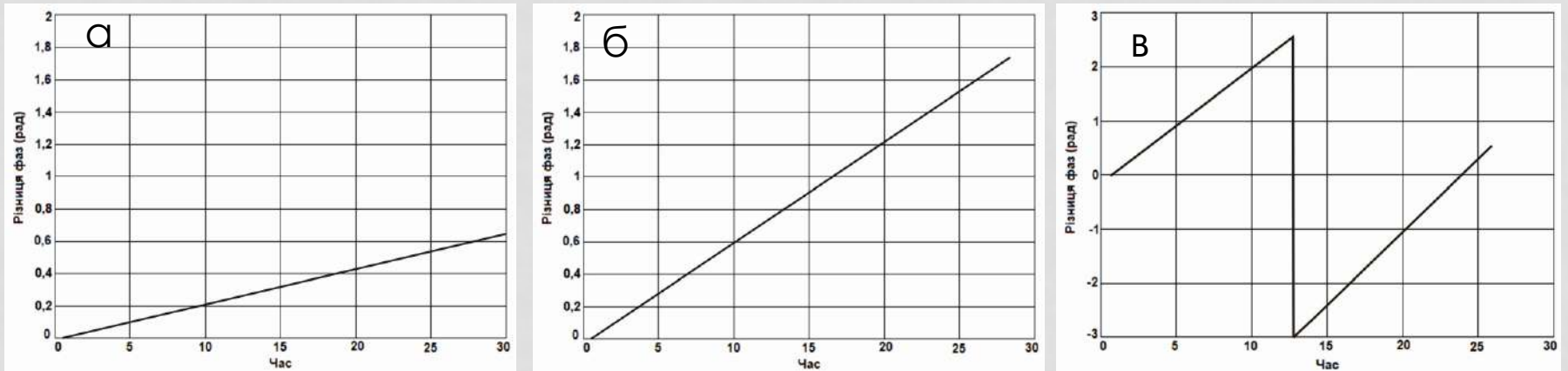


Рис. 31 - Результати впливу міжканальних завад ( $\mu$ ) на фазу сигналу в часові області: а)  $\mu = 0,2$ ; б)  $\mu = 0,5$ ; в)  $\mu = 1,5$



# СХЕМОТЕХНІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СИСТЕМИ СИНХРОНІЗАЦІЇ СИГНАЛІВ МОЧРК

$$\hat{\mu} = \frac{R}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N/R-1} s_l^*[n] s_l \left[ n - \frac{N}{R} \right] \right\} \quad (22)$$

$$CKO_{\mu} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\mu_i - \hat{\mu})^2. \quad (23)$$

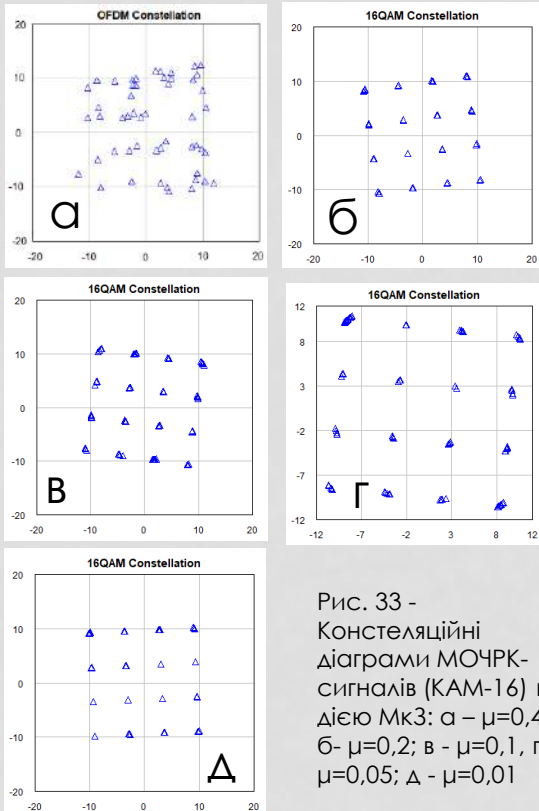


Рис. 33 - Конституційні діаграми МОЧРК-сигналів (КАМ-16) під дією МкЗ: а -  $\mu=0,4$ ; б-  $\mu=0,2$ ; в -  $\mu=0,1$ , г-  $\mu=0,05$ ; Δ -  $\mu=0,01$

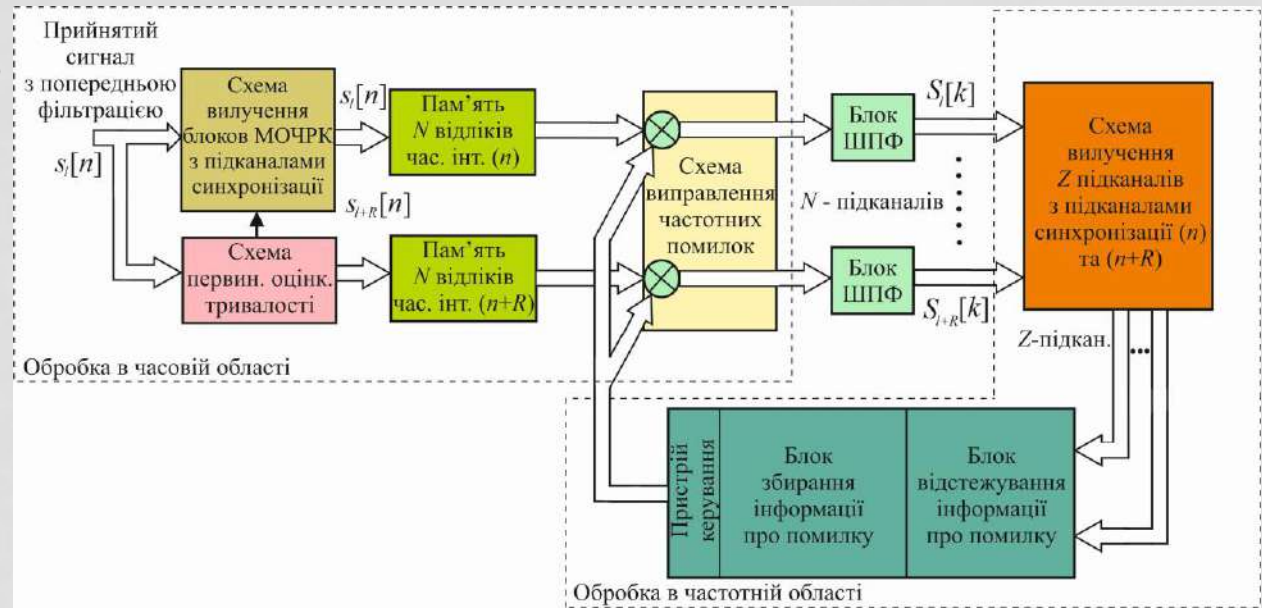


Рис. 32 - Блок-схема системи синхронізації МкЗ МОЧРК-символів з пілотними-сигналами

$$\hat{\mu}_{\text{ПТ}} = \frac{1}{2\pi T_{\text{CM}}} \max_{\mu} \left\{ \sum_{j=0}^{L-1} S_{l+R}[\delta[i], \mu] S_l^*[\delta[i], \mu] U_{l+R}^*[p[i]] U_l[p[i]] \right\} \quad (24)$$

$$\hat{\mu}_{\text{ПТВ}} = \frac{1}{2\pi T_{\text{CM}} R} \arg \left\{ \sum_{j=0}^{L-1} S_{l+R}[\delta[i], \hat{\mu}_{\text{ПТ}}] S_l^*[\delta[i], \hat{\mu}_{\text{ПТ}}] U_{l+R}^*[p[i]] U_l[p[i]] \right\} \quad (25)$$



# ОЦІНКА СКО ДЛЯ ТРЬОХ МЕТОДІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ

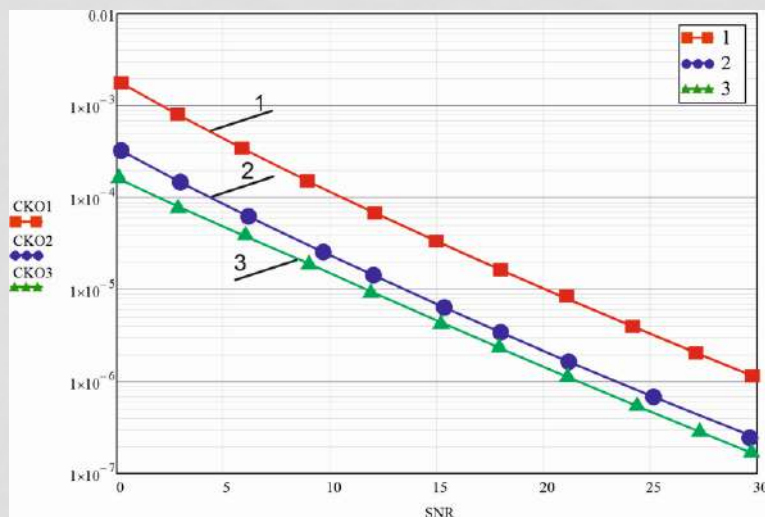


Рис. 33 - Графіки оцінювання СКОу у випадку Мк3: 1 – використання ЦП; 2 – використання преамбули R; 3 – використання пілотних сигналів

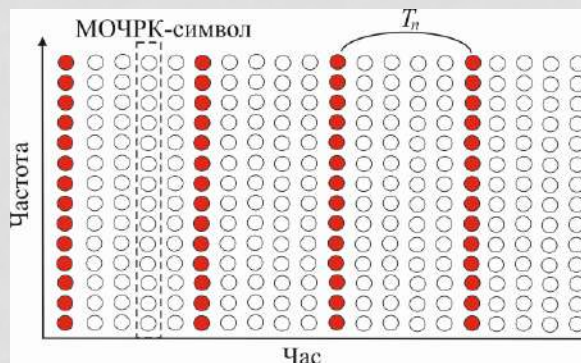


Рис. 34 - Блок-структура МОЧРК-символів з пілотами

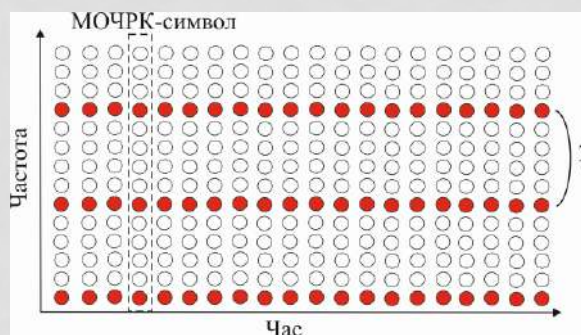


Рис. 35 - Гребінчаста структура МОЧРК-символів з пілотами

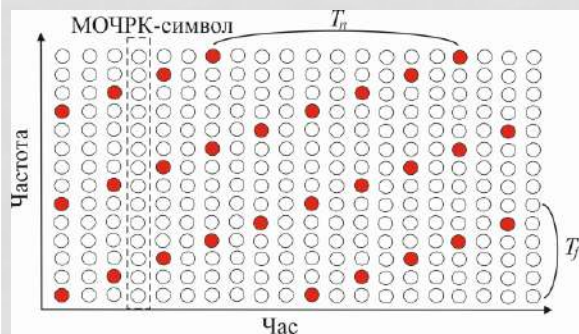


Рис. 36 - Решітчаста конструкція МОЧРК-символів з пілотами

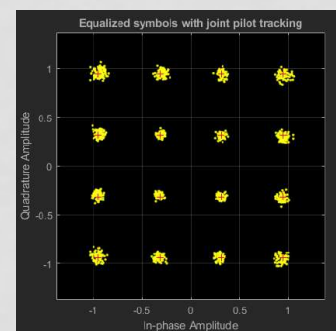
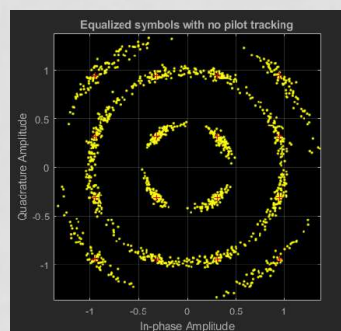
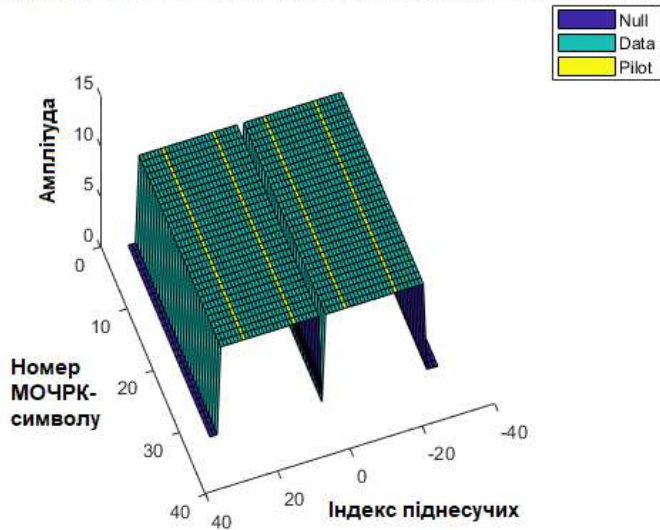


Рис. 37 – Констеляційні діаграми сигналів КАМ-16 у складі МОЧРК-символів без пілотів – а та з пілотними сигналами – б

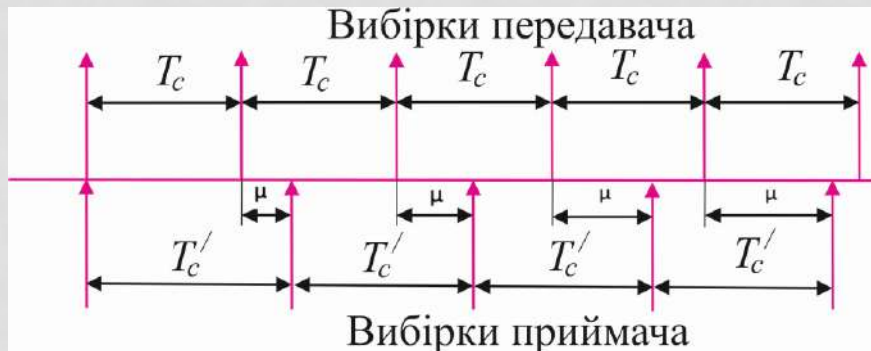
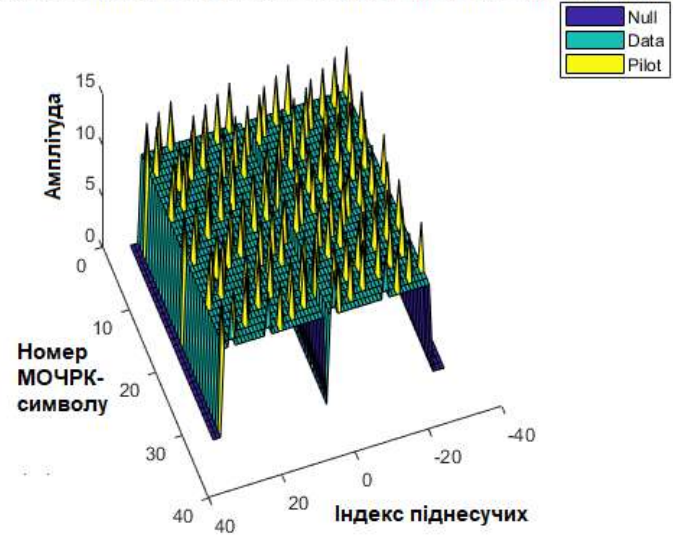


# МОЧРК-СИМВОЛИ У ВИПАДКУ ФІКСОВАНОГО ПОЛОЖЕННЯ ПІЛОТ-ТОНУ І У ВИПАДКУ БЛУКАЮЧОЇ СТРУКТУРИ ПІЛОТІВ

Демодульований МОЧРК символ з фіксованими пілот сигналами



Демодульований МОЧРК символ з блукаючими пілотними сигналами



$$\hat{S}[k] = S[k] \frac{\sin(\pi\theta k)}{\sin\left(\frac{\pi\theta k}{N}\right)} e^{-\frac{j\pi\theta k(N-1)}{N}} + \xi_{M3}[k] \quad (26)$$

$$\theta = \frac{T_c - T'_c}{T_c}$$

Рис. 38 - Ілюстрація частотної помилки



## СХЕМИ ТАКОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ МОЧРК-СИГНАЛІВ

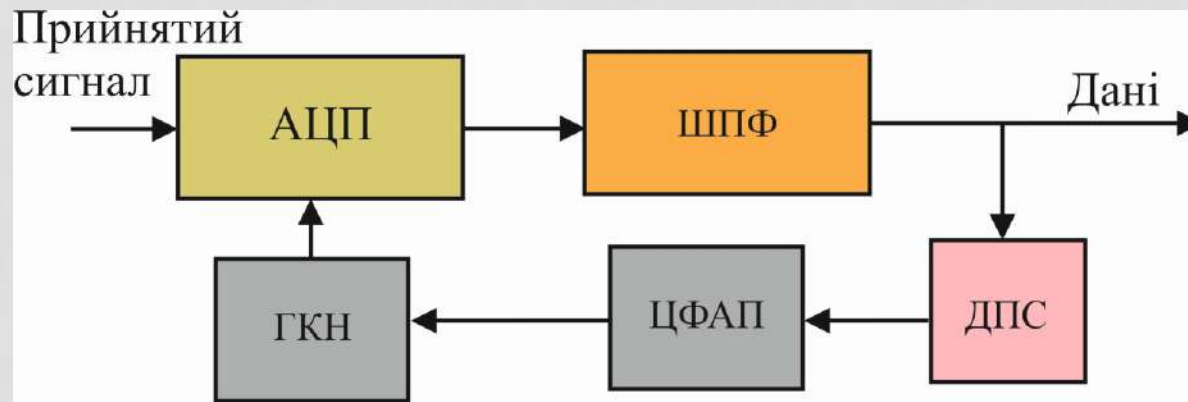


Рис. 39 - Структурна схема системи тактової синхронізації МОЧРК-сигналів синхронного формату: АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ШПФ – блок проведення операції швидкого перетворення Фур'є; ДПС – детектор помилки синхронізації; ЦФАП – схема цифрового кола фазового автопідстроювання; ГКН – генератор керований напругою

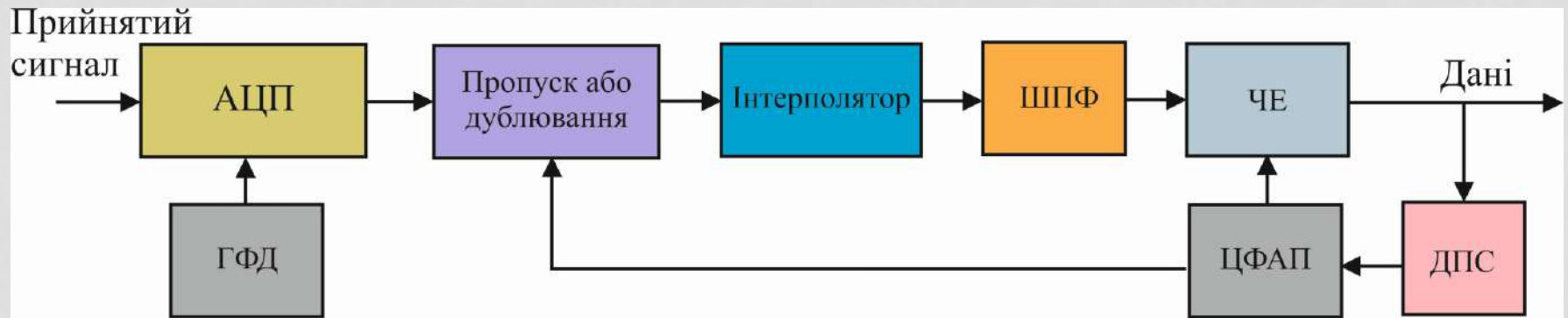


Рис. 40 - Структурна схема системи тактової синхронізації МОЧРК-сигналів несинхронного формату: АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ШПФ – блок проведення операції швидкого перетворення Фур'є; ДПС – детектор помилки синхронізації; ЦФАП – схема цифрового кола фазового автопідстроювання; ГФД – генератор фіксованої дискретизації; ЧЕ – частотний еквайзер



## ГРАФІК ДО ПОЯСНЕННЯ ПРОЦЕСУ КОМПЕНСАЦІЇ СПОТВОРЕНЬ ОЦІНЮВАННЯ КАНАЛУ

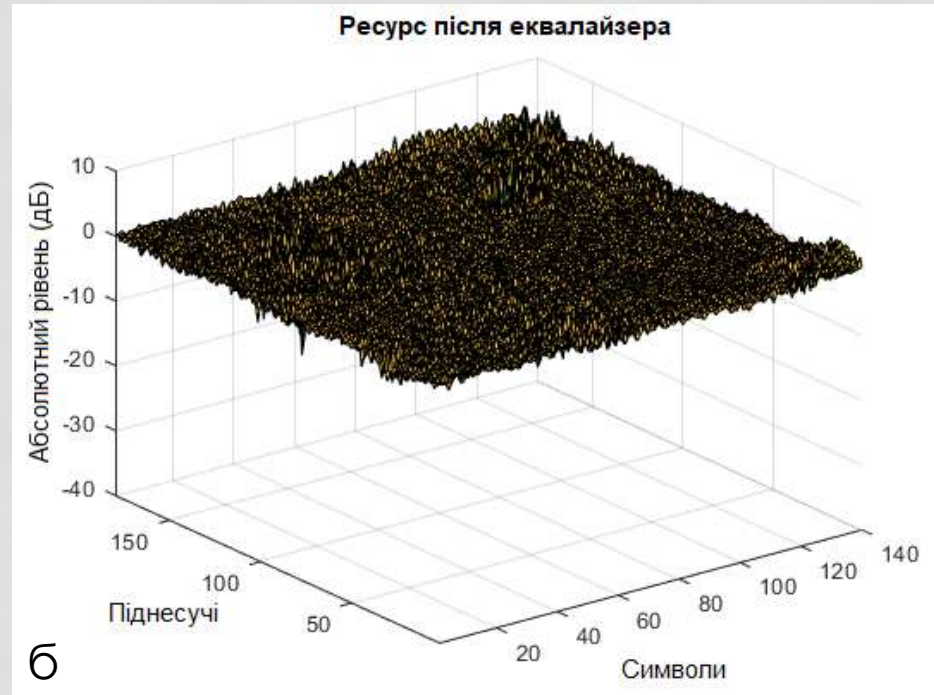
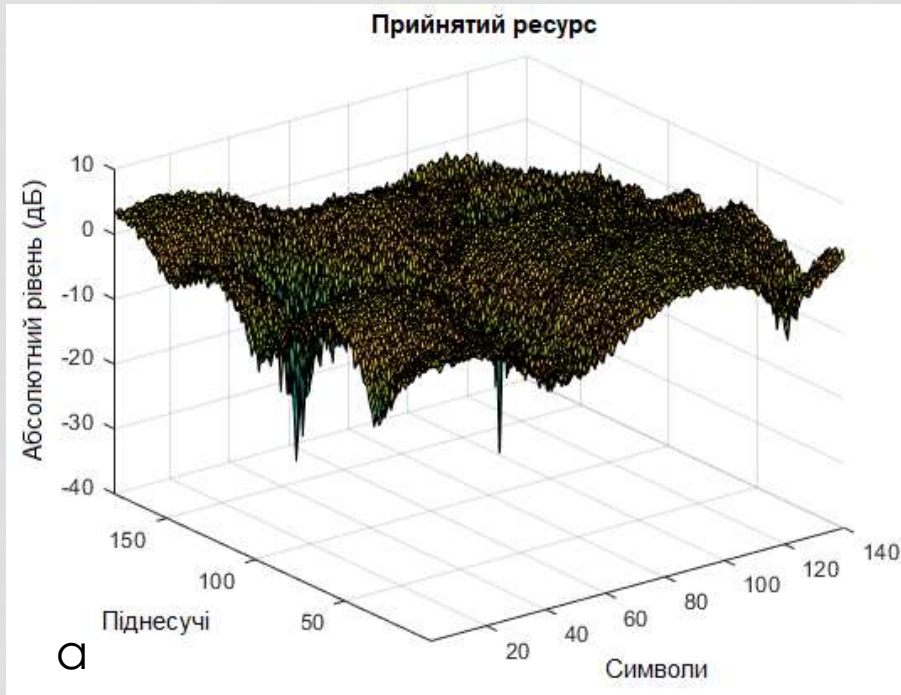


Рис. 41 - Графік до пояснення процесу компенсації спотворень оцінювання каналу: прийнятий ресурс (з спотвореннями) та вирівняний ресурс (без спотворень)



## ВИСНОВКИ

- 1 Здійснено аналіз методик та алгоритмів формування та оброблення сигналів МОЧРК.
- 2 Проведено формалізацію математичних моделей каналів з МОЧРК-сигналами в умов реального формату заводових впливів.
- 3 Розроблено методику ідентифікації сигналів у телекомунікаціях з МОЧРК-сигналами визначенням змін ймовірності виникнення бітових помилок в таких системах за рахунок спотворень пов'язаних з впливом на збереження ортогональності окремих піднесучих.
- 4 Дістала подальшого розвитку методика передспотворення спрямована на усунення нелінійності підсилювача передавача шляхом інвертування та методика нелінійного детектування на основі оцінки гіпотез бітових рішень які наближаються до границі щодо прийняття рішення для ідентифікації багатопозиційних сигналів.
- 5 Дістала подальшого розвитку методика підвищення заводостійкості МОЧРК-символів у багатопроменевому каналу зміною конструкції захисного інтервалу.
- 6 Отримано розв'язок задачі підвищення заводостійкості приймання сигналів в каналі з МОЧРК в умовах вибіркового завмирань і багатопроменевому розповсюдженню шляхом застосування методів заводостійкого каскадного кодування.
- 7 Розроблено механізми вирішення проблеми забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-сигналів в умовах міжсимвольної і міжканальної інтерференції на основі формування схеми синхронізації з пілот-сигналами.

*Рецензія*  
*опонента на дипломну роботу виконану за темою*  
**«Методи каналного кодування у телекомунікаційних системах з OFDM» студента гр. ТР<sub>м</sub>-20-1 Новікова Д.В.**

Дипломна кваліфікаційна робота магістранта Новікова Д.В. присвячена розробки методик підвищення завадостійкості піднесучих сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (МОЧРК) в умовах реального комплексу завад. Об'єктом дослідження виступив процес передавання, обробки та декодування сигналів мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів у телекомунікаціях за умов складної завадової обстановки.

Питанням пов'язаним з дослідженням функціонування систем з модуляцією ортогональним частотним розділенням каналів присвячено достатньо монографій та статей. На перший план при розгляді аспектів пов'язаних із завадостійкістю таких систем, виходять особливості формування архітектури таких каналів в умовах багатопроменевості, наявності інтерференційних впливів обумовлених бітовими спотвореннями безпосередньо МОЧРК-сигналу так і спотвореннями які виникають внаслідок міжканальної інтерференції в умовах завмирань. Врахування таких негативних явищ, саме в розрізі побудови завадостійких МОЧРК-систем, особливо в контексті провадження телекомунікаційних технологій 4-го та 5-того поколінь, здійснено в представленій на рецензування магістерській кваліфікаційній роботі Новікова А.В. Зазначене особливо цінне так як концепція використання МОЧРК-сигналів є офіційно прийнятою для розгортання мереж 4G та 5G і таким чином, завдання підвищення ефективності таких каналів при передачі інформації в умовах реального комплексу завад є як ніколи актуальним. Отже, перед автором роботи було поставлене актуальне завдання щодо забезпечення необхідних показників якості МОЧРК-каналів при дії низки дестабілізуючих факторів. Вирішення такого завдання автором проведено на підставі використання ідеї щодо поєднання каналних кодів (автор пропонує використовувати в МОЧРК-каналі каскадні коди) та багатопозиційних сигналів цифрової фазової та амплітудної модуляції.

В дипломній роботі представлено формалізовані моделі опису сигналів з МОЧРК. Пропонується систематизована та обґрунтована експериментальним

підтвердженням методика конструювання МОЧРК-сигналів зміною тривалості захисного інтервалу. Автор провів ґрунтовні дослідження щодо впливу структури захисного інтервалу на завадостійкість МОЧРК-каналів, вказав на місце та довжину захисних додатків в структурі символів. Досить актуальними є представлені дослідження автора щодо формування методик передстворення сигналів МОЧРК з метою мінімізації спотворень та зриву синхронізації. Заслуговує на увагу концепція реалізації каналу з МОЧРК на основі каналного кодування. Автор привів досить ґрунтовні дослідження специфіки вибору каскадного коду, розробив та дослідив програмну модель каналу з МОЧРК та каскадними сигнальними конструкціями. Зокрема, важливими для практики є аспекти пов'язані із дослідженням структури каскадних кодів на завадостійкість таких каналів.

У четвертому розділі магістерської роботи автор вміло поєднав отримані в другому розділі результати щодо конструювання МОЧРК-символів в умовах завад, з розглядом пілотних конструкцій. Досить актуальними є питання дослідження схем бітової та тактової синхронізації приймальних пристроїв МОЧРК-сигналів.

Потрібно відмітити і розроблену методику ідентифікації сигналів у телекомунікаціях з МОЧРК-сигналами, визначенням змін ймовірності виникнення бітових помилок в таких системах, за рахунок спотворень пов'язаних з впливом на збереження ортогональності окремих піднесучих. Розроблені механізми вирішення проблеми забезпечення ортогональності піднесучих МОЧРК-сигналів в умовах міжсимвольної і міжканальної інтерференції на основі формування схеми синхронізації з пілот-сигналами.

Результати магістерської роботи апробовано статтею у науковому фаховому журналі «Вісник Хмельницького національного університету». Технічні науки, №5, 2021 р.

В цілому робота виконана на високому науково-технічному рівні, має безперечну актуальність в області сучасних технологій телекомунікацій, а студент Новіков Д.В. заслуговує оцінки *«відмінно»*.

**Опонент: к.т.н., доцент  
кафедри фізики та електротехніки**



**О.І. Єрмоєнко**

Завідувачу кафедри телекомунікацій,  
медійних і інтелектуальних технологій ХНУ  
Підченку Сергію Костянтиновичу \_\_\_\_\_  
здобувача вищої освіти, студента Новікова  
Дмитра Вадимовича, факультету інформаційних  
технологій, 2-го курсу, група ТРМ-20-1

### ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї магістерської дипломної роботи виконаної за темою «Методи каналного кодування у телекомунікаційних системах з OFDM» для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

23.11.2021

дата



підпис

## Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 1.0%

Словари проверки: en\_US, ru\_RU, ua\_UA. Ошибок в документах: 16%

ID: 97637 Название: Методи каналного кодування у телекомунікаційних системах з OFDM Добавлено в БД: 2021-11-30 Авторы: Новіков Дмитро Вадимович Руководители: Бойко Юлій Миколайович Консультанты: Опоненты:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	103581	1468	2203 (2%)	40 (3%)

### Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы

Ім'я користувача:  
Kafedra TMIT KhNU

Дата перевірки:  
30.11.2021 23:37:14 EET

Дата звіту:  
30.11.2021 23:43:57 EET

ID перевірки:  
1009443034

Тип перевірки:  
Doc vs Internet

ID користувача:  
100005657

Назва документа: Novikov\_Boiko\_ker\_2021\_N

Кількість сторінок: 144 Кількість слів: 18408 Кількість символів: 134037 Розмір файлу: 21.43 MB ID файлу: 1009458598

718 слів позначені як "вилучені" та не враховуються у підрахунку слів

Виявлено модифікації тексту (можуть впливати на відсоток схожості)

## 1.15% Схожість

Найбільша схожість: 0.2% з Інтернет-джерелом ([http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/7556/1/MONOGRAP%2021\\_N.pdf](http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/7556/1/MONOGRAP%2021_N.pdf))

1.15% Джерела з Інтернету 82 ..... Сторінка 146

Пошук збігів з Бібліотекою не проводився

## 0.4% Цитат

Цитати 3 ..... Сторінка 147

Не знайдено жодних посилань

## 0% Вилучень

РІШЕННЯ КАФЕДРИ  
**ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ  
ТЕХНОЛОГІЙ**

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Методи каналного кодування у телекомунікаційних системах з OFDM

Автор: **Новіков Дмитро Вадимович**

Спеціальність: **172 Телекомунікації та радіотехніка**

Освітня програма: Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: **д.т.н., проф. Бойко Юлій Миколайович**

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	<b><u>Відповідає</u></b>
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
5	Інше:	

Підтвердження: Запозичення у розмірі 1,15% є випадковими збігами та на рівень подібності не впливає. Модифікації тексту пов'язано із вилученням інформації типових бланків оформлення роботи.

3.12.2021р.

Відповідальний за контроль

плагіату за системою Unicheck:



Олег ПИВОВАР

Зав. каф. ТМІТ



Сергій ПІДЧЕНКО