

# КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

---

(назва освітнього ступеня)

на тему: Метод мінімізації PAPR сигналів у системах цифрового зв'язку

---

---

Виконав(ла): студент(ка)  6  курсу, групи  РРМ-61   
спеціальності  172 Телекомунікації та радіотехніка

---

(шифр і назва спеціальності)

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Тильний С.О.  
(прізвище та ініціали)

Керівник  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Яворський Б.І.  
(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Хвостівська Л.В.  
(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Дунець В.Л.  
(прізвище та ініціали)

Рецензент  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Хвостівський М.О.  
(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем  
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри

Дунець В.Л.  
(прізвище та ініціали)

(підпис)

«        »

2020 р.

**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня магістр  
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(шифр і назва спеціальності)

студенту Тильному Олександр Сергійовичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Метод мінімізації PAPR сигналів у системах цифрового зв'язку

Керівник роботи Яворський Богдан Іванович, д.т.н., проф.  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 24 » листопада 2020 року № 4/7-870

2. Термін подання студентом завершеної роботи \_\_\_\_\_

3. Вихідні дані до роботи Об'єкт дослідження: процес мінімізації PAPR сигналів у системах цифрового зв'язку; Предмет дослідження: сигнали з стисненням на основі власних векторів субсмугових матриць

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

**6. Консультанти розділів роботи**

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Зелінський І.М., доц. каф. ПВ Клепчик В.М., стар. викл. каф. ОХ		

7. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання		
2	Аналіз завдання		
3	Виконання розділу 1		
4	Виконання розділу 2		
5	Виконання розділу 3		
6	Виконання розділу 4		
7	Оформлення пояснювальної записки		
8	Оформлення графічного та презентаційного матеріалу		
9	Перевірка роботи на антиплагіат		
10	Попередній захист		
11	Захист		

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)Тильний О.С.  
\_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)Керівник роботи \_\_\_\_\_  
(підпис)Яворський Б.І.  
\_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)

## АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Метод мінімізації PAPR сигналів у системах цифрового зв'язку» // Кваліфікаційна робота // Тильний Олександр Сергійович // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РРм-61 // Тернопіль, 2020 // с. – 72, рис. – 48, табл. – 3, додат. – 1, бібліогр. – 62.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: PAPR СИГНАЛІВ, МІНІМІЗАЦІЯ, АМПЛІТУДНЕ ОБМЕЖЕННЯ СИГНАЛІВ, СИСТЕМИ ЦИФРОВОГО ЗВ'ЯЗКУ,

В кваліфікаційній роботі здійснено процес мінімізації PAPR сигналів у системах цифрового зв'язку.

Розроблено алгоритмічне забезпечення для формування каналних сигналів різного виду ортогонального частотного стиснення для проведення процедури розрахунку показнику PAPR. Змодельовано каналні сигнали з стисненням на основі зворотного швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць для проведення експериментального дослідження щодо визначення значень PAPR різних сигналів. Змодельовано метод мінімізації PAPR на основі амплітудного обмеження сигналу у системах цифрового зв'язку.

## ANNOTATION

Theme of qualification work: "Method of minimizing PAPR signals in digital communication systems" // Qualification work // Tyl'nyy Oleksandr Serhiyovych // Ternopil Ivan Puluj National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group RRm-61 // Ternopil, 2020 // p. – 72, fig. – 48, tab. – 3, Add – 1, Ref. – 62.

**KEY WORDS:** PAPR SIGNALS, MINIMIZATION, AMPLITUDE LIMITATION OF SIGNALS, DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS,

In the qualification work the process of minimization of PAPR signals in digital communication systems is carried out.

Algorithmic software for the formation of channel signals of different types of orthogonal frequency compression for the procedure of calculating the PAPR index has been developed. Channel signals with compression based on inverse fast Fourier transform (OFDM) and on the basis of eigenvectors of subband matrices are simulated for conducting an experimental study to determine the PAPR values of different signals. The method of PAPR minimization based on the amplitude limitation of the signal in digital communication systems is modeled.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	10
1.1. Метод розрахунку та значення для техніки параметра PAPR.....	10
1.2. Огляд існуючих методів зниження параметра PAPR.....	13
1.3. Висновки до розділу 1.....	15
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	16
2.1. Формування сигналів з частотно-ортогональним стисненням (OFDM).....	16
2.2. Формування оптимальних каналних сигналів з частотним стисненням.....	23
2.3. Висновки до розділу 2.....	29
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	30
3.1. Алгоритм формування власних векторів.....	30
3.2. Розрахунок PAPR різних видів сигналів.....	38
3.3. Порівняння значення PAPR для OFDM сигналів і на базисі власних векторів.....	35
3.4. Порівняння значення PAPR для сигналів на базисі власних векторів з амплітудною обмеженістю і без неї.....	38
3.5. Висновки до розділу 3.....	55
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	57
4.1. Охорона праці.....	57
4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	59
4.3. Висновки до розділу 4.....	62
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	63
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	64
Додаток А. Копія тези конференції.....	70

## ВСТУП

**Актуальність роботи.** В умовах сьогодення неухильно ростуть вимоги до пропускної здатності безпроводних мережах передачі інформації, а на ряду з ними ростуть і вимоги до продуктивності телекомунікаційних систем. У мережах безпроводного широкосмугового доступу застосовуються сигнали з мультиплексуванням частото-ортогональним, які забезпечує високу стійкість перед завадами прийому в умовах міжсимвольної інтерференції. Ці багаточастотні сигнали набули значного застосування в цифрових системах зв'язку WiFi, WiMAX і т.д. [Скляр Б., Ляхов А.И., Вишнеvский В.М., Шахнович И.В., Портной С.Л.]. Проте частотний діапазон все таки залишається обмеженим і ця проблема є притаманною для багатьох країн, зокрема України. Тому розвиток мереж безпроводного широкосмугового доступу відбувається в напрямку підвищення показника швидкості передачі даних і підвищення спектральної ефективності; підвищення вимог до якості передачі повідомлень.

У мережах безпроводного широкосмугового доступу, де використовуються сигнали з частотно-ортогональним мультиплексуванням [Lawrey E., Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Шахнович И.В., Портной С.Л.], застосовуються відомі методи маніпуляції (фазова і багатопозиційна фазова, амплітудно-фазова і ін.) Використання таких методів маніпуляції передбачає таку структуру сигналів, коли на кожній піднесеній частоті, застосовується прямокутна форма дійсної обвідної.

Практична зручність застосування відомих методів маніпуляції полягає в тому, що при формуванні сигналів з OFDM можна використовувати зворотне швидке перетворення Фур'є [Lawrey E., Феер К.]. При прийомі таких сигналів реалізується алгоритм швидкого перетворення Фур'є і забезпечується когерентна обробка повідомлень з метою досягнення потенційної завадостійкості прийому сигналів.

У сучасних системах безпроводної передачі інформації для генерування рівня потужності сигналу, який є необхідним для подолання шляху між передавачем і приймачем застосовують підсилювачі потужності. В ідеальному

випадку підсилювачі повинні характеризуватися лінійністю характеристики, проте на практиці усі підсилювачі мають нелінійні ділянки характеристик, при проходженні сигналу через котрі генеруються нелінійні спотворення (комбінаційні складові), яким особливо піддаються сигнали зі змінною обвідною.

Однією з причин, чому не лінійності підсилювача є високі піки потужності сигналу OFDM, що вказує на неефективне використання підсилювача. Тому доцільно розглядати параметр відношення пікової потужності сигналу до його середньої потужності на інтервалі передачі (PAPR, англ. Peak to Average Power Ratio). Чим менше значення PAPR, тим ефективніше передавач витрачає проведenu до нього електричну енергію (має більш високий ККД) і тим менше відбувається спотворення сигналу.

Тому розробка та дослідження методів зниження PAPR різних видів сигналів в системах цифрового зв'язку є актуальною задачею.

**Мета і завдання дослідження.** Метою дослідження є розробка методу та алгоритму мінімізації (зниження) показників PAPR різних видів сигналів у системах цифрового зв'язку.

Досягнення цієї мети вимагає розв'язання таких задач:

1. Проаналізувати існуючі методи мінімізації показників PAPR різних видів сигналів у цифрових системах зв'язку для обґрунтування напряду наукового дослідження.
2. Розробити алгоритмічне забезпечення для формування каналних сигналів у цифрових системах зв'язку для проведення процедури розрахунку параметру PAPR.
3. Змодельовати каналні сигнали з стисненням на основі зворотного швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів матриць субсмугових для проведення процедури розрахунку значення PAPR.
4. Розрахувати значення PAPR для модельованих сигналів і порівняти отримані результати.
5. Змодельовати метод мінімізації PAPR на основі амплітудного обмеження сигналу у цифрових системах зв'язку.



**Об'єкт дослідження:** процес мінімізації параметрів PAPR сигналів у цифрових системах зв'язку.

**Процес дослідження:** сигнали з стисненням на базі власних векторів матриць субсмугових

**Методи дослідження:** цифровий зв'язок, цифрова обробка сигналів.

**Наукова новизна отриманих результатів.** Застосування методу амплітудного обмеження сигналів з стисненням на базі власних векторів субсмугових матриць дало змогу мінімізувати параметр PAPR сигналів у системах цифрового зв'язку.

**Публікації.**

Викладені в роботі результати апробовано на 3-ій Всеукраїнській науково-практичній конференції молодих вчених та студентів «Сучасні інформаційні системи та технології» (м.Херсон, 30 листопада 2020 р.).

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

#### 1.1. Метод розрахунку та значення для техніки параметра PAPR

Величину відношення пікової потужності сигналу до його середньої потужності на інтервалі передачі називають PAPR (Peak to Average Power Ratio). Величину PAPR вимірюють в децибелах. Особливістю багаточастотних систем і зокрема OFDM систем є те, що результуючий сигнал є сумішшю сигналів багатьох піднесучих, причому сигнал на кожній піднесучій промодульований інформаційним сигналом [9, 10]. Таким чином, наприклад, OFDM сигнал, що складається з безлічі синусоїд з різними значеннями початкових фаз і амплітуд (можлива кількість фаз і амплітуд є залежною від модуляції), дає результуючий сигнал, який в часовій області може набувати різних значень під час інтервалу передачі. Такі значення можуть в окремі моменти часу значно перевершувати середній рівень. Теорія OFDM систем говорить про те, що розподіл амплітуди результуючого сигналу досить близький до нормального розподілу. Крім самої величини PAPR важливим параметром є ймовірність того, що пікова потужність сигналу перевищує дане значення PAPR. Чим вище рівень модуляції (в OFDM системах зазвичай використовують QAM модуляцію), тим вище ймовірність події перевищення пікової потужності фіксованого порога PAPR.

Значення PAPR можуть бути визначені як:

$$PAPR = \frac{\max(|S[n]|^2)}{E\{S[n]^2\}}, \text{ при } 0 \leq n \leq N-1, \quad (1.1)$$

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10}(PAPR), \quad (1.2)$$

де  $S[n]$  представляє відліки сигналу,  $\max(|S[n]|^2)$  максимальна потужність сигналу і  $E\{S[n]^2\}$  це середня потужність. Ще одним фактором використовуваним є амплітудний фактор або коефіцієнт амплітуди або пік-

фактор, який визначається як корінь квадратний з PAPR.

$$CF = \frac{\max(|S[n]|)}{E\{|S[n]|\}}. \quad (1.3)$$

З виразу (1.1) видно, що зменшити PAPR можна шляхом зменшення максимальної потужності сигналу або ж шляхом збільшення середньої потужності. Насправді, зменшення максимальної потужності сигналу застосовується в більшості випадків, тому що збільшення середньої потужності призводить до додаткових завад. Для зниження PAPR було запропоновано декілька підходів, які розділили на три основні категорії. Перший підхід базується на технології кодування, в якому застосовуються спеціальні коди, виявилось, що коди з прямим виправленням помилки сприяють зниженню PAPR. Такий підхід не викликає додаткових завад, але збільшує складність системи передачі інформації і зменшує швидкість передачі даних. Другий підхід полягає в спотворенні сигналу, при його застосуванні амплітуда сигналу зменшується шляхом його руйнування. Технологія відсікання і робота з вікнами PAPR ставляться до цього методу. Останній підхід базується на скремблюванні кожного OFDM символу різними послідовностями, в результаті виходять найменші значення PAPR.

Підсилювачі потужності - це основні компоненти в сучасних системах бездротової передачі інформації. Вони служать для генерації рівня потужності сигналу, необхідного для подолання шляху між передавачем і приймачем. В ідеальному випадку підсилювачі повинні мати лінійну характеристику [11, 12]. Однак на практиці всі підсилювачі мають нелінійні ділянки характеристик, при проходженні сигналу через які генеруються нелінійні спотворення (комбінаційні складові), яким особливо схильні сигнали зі змінною обвідної.

Однією з причин, чому нелінійності підсилювача необхідно серйозно розглядати є високі піки потужності OFDM сигналу, що іноді робить використання підсилювача неефективним. При додаванні синфазних піднесучих, пікова потужність в  $N$  разів перевершує середню потужність на одній піднесучій.

В результаті утворюються так звані пік-фактори, зображені на рис. 1.1-1.2. Такі високі пік-фактори пов'язані з багаточастотними сигналами і це одна з основних проблем. Даний ефект, якщо з ним не боротися, вимагає збільшення динамічного діапазону пристроїв АЦП, ЦАП і вихідного підсилювача потужності. Це призводить до їх невиправданого ускладнення, а значить, збільшення вартості апаратури в цілому.

Ще більш важливе міркування пов'язане з тим, що PAPR є основним параметром, що визначає рівень міжканальних завад. Для систем OFDM це найуразливіший показник. Тому ефективне рішення проблеми зменшення PAPR дозволить значно розширити область практичного застосування OFDM технології в системах стільникового зв'язку і полегшити їхнє співіснування з іншими технологіями.

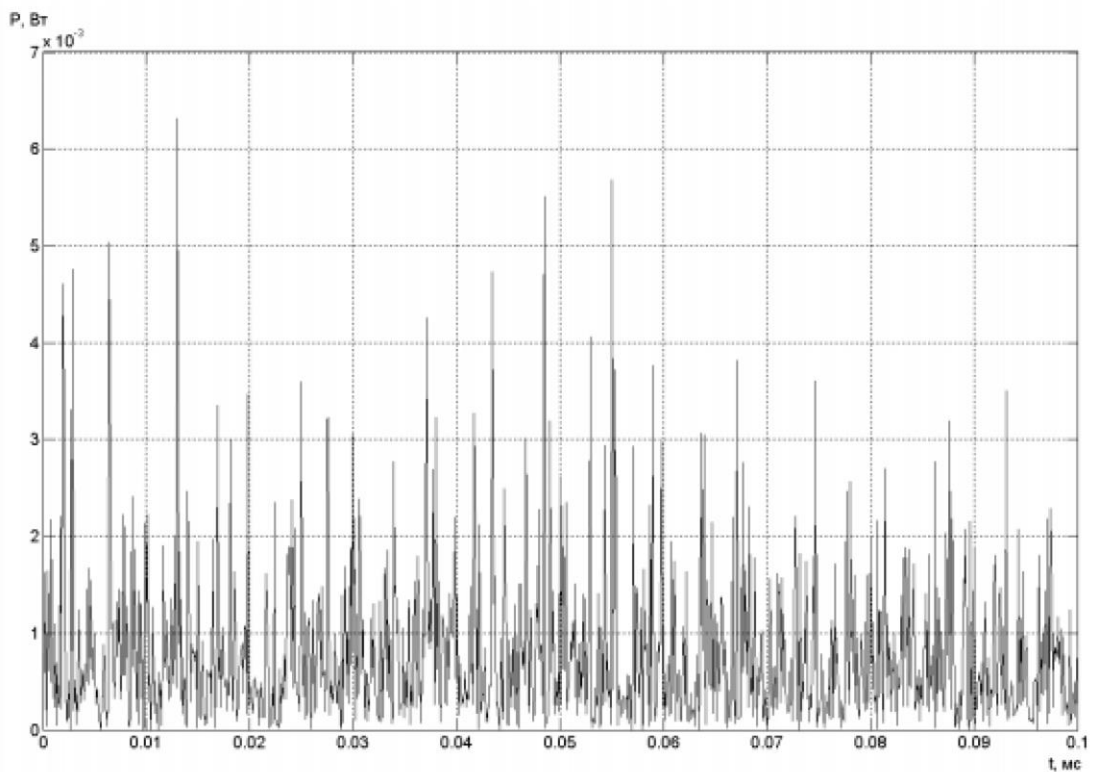


Рис. 1.1. Миттєва потужність OFDM сигналу

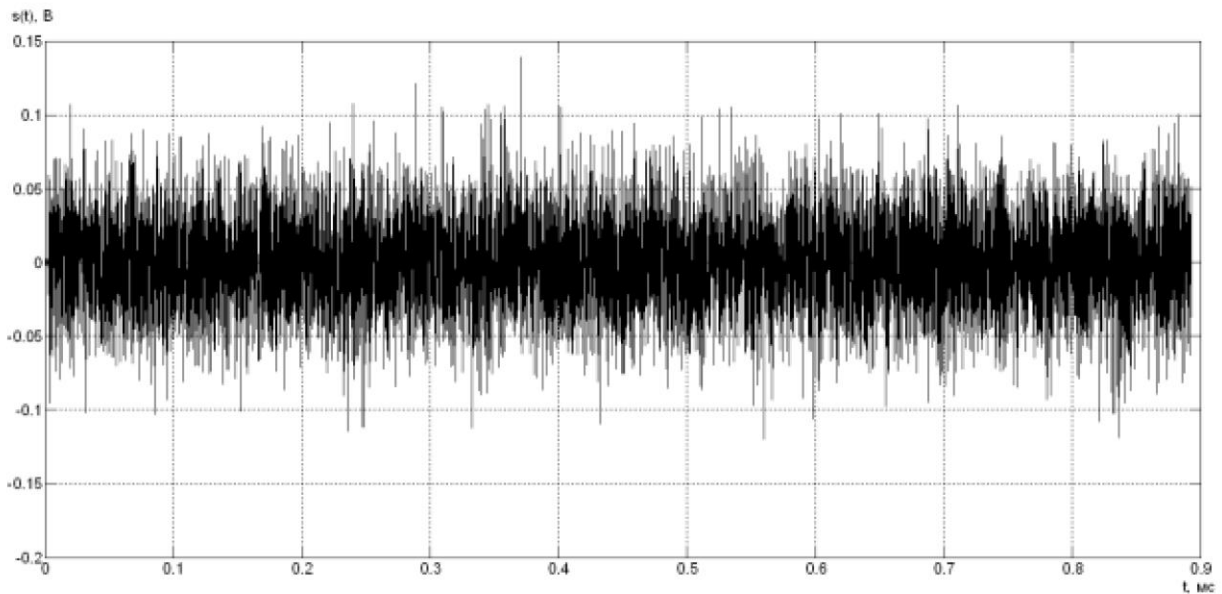


Рис. 1.2. OFDM сигнал у часовій області

Хоча існує безліч методів для зниження високого значення PAPR, всі ці підходи мають відповідні недоліки, такі як руйнування сигналу і збільшення складності відповідно. Ці підходи так само не можуть гарантувати, що сигнал після обробки уникне нелінійних спотворень в підсилювачі.

## 1.2. Огляд існуючих методів зниження параметра PAPR

Основним недоліком багаточастотних сигналів (сигналів з частотно-ортогональним каналів чи OFDM сигналів) є вагоме значення пік-фактору коливань, що призводить до значного недовикористання вихідних підсилювачів по потужності і підвищення рівня міжсимвольної і внутрісимвольної інтерференції. Зазначений недолік сильно обмежує сферу застосування сигналів з OFDM і накладає додаткові обмеження на швидкість передачі даних і достовірність прийому.

Іншим недоліком цих сигналів є високий рівень позасмугового випромінювання по краях займаної смуги частот (мала швидкість спаду рівня позасмугового випромінювання), що вимагає збільшення частотних ресурсів каналів передачі інформації. Це виявляється серйозною завадою на шляху впровадження сигналів з OFDM в телекомунікаційні системи.

При формулюванні завдання синтезу багаточастотних сигналів необхідно враховувати вимоги на величину пік-фактора коливань, рівень позасмугового випромінювання, достовірність прийому і інші техніко-економічні обмеження. Однак рішення такої оптимізаційної задачі в загальному випадку виявляється не можливим. Проте, по крайній мірі, для малого числа піднесучих частот і обмеженому числі вимог на вигляд сигналів, таке рішення представляло б інтерес для розробників апаратури бездротового широкосмугового доступу.

Для зниження пік-фактору сигналів з OFDM запропоновано безліч методів, які розділено на три класи [13, 14, 15]:

- методи, засновані на блочному кодуванні (коди, побудовані на основі комплементарних послідовностей Голі, кодів Ріда-Мюллера, методи додавання піднесучих),

- методи, засновані на амплітудному обмеженні сигналів (кліпування, компандування, фільтрація),

- імовірнісні методи (методи відібраних відображень, неповних послідовностей, розширення сигнальних сузір'їв).

Методи з блоковим кодуванням відображають множину можливих інформаційних символів в множині сигналів з OFDM з низьким значенням пік-фактора. У методах, заснованих на амплітудному обмеженні, передаючі сигнали кліпуються або в більш складних випадках компандуються. Пік-фактор таких сигналів менший, ніж у сигналів без обмеження, але рівень позасмугових випромінювань і внутрісимвольної інтерференції вище. На відміну від попередніх методів імовірнісні методи мінімізації пік-фактору різних сигналів з OFDM не виключають сигнали з великим пік-фактором, а знижують ймовірність їх появи. В імовірнісних методах для одного набору інформаційних символів формується кілька сигналів з OFDM і вибирається той, у якого пік-фактор найменший. При цьому необхідно передавати службову інформацію про зроблений вибір.

Методи мінімізації показника PAPR, засновані на блоковому кодуванні, потенційно здатні вирішити задачу побудови сигналів з OFDM з відносно низьким пік-фактором, високою швидкістю кодування і помірною складністю

алгоритмів. Однак цей метод практично придатний тільки для кількості піднесучих частот не більше 100 при низькій швидкості кодування (максимум 0,5) [16, 17].

Існують також методи мінімізації показника PAPR, засновані на комбінуванні методів різних класів.

Для значного зниження пік-фактора сигналів з OFDM при великій кількості піднесучих методами блокового кодування збереженні незмінної швидкості передачі інформації необхідні додаткові піднесучі для передачі систематичної частини використовуваних кодів. Збільшення кількості піднесучих в заданій смузі частот при вирішенні завдання мінімізації показника PAPR OFDM сигналів можливо шляхом їх введення в ділянки по краях смуги частот. Ці ділянки смуги частот, звільняються в разі, коли на частотах піднесених будуть застосовуватися спектрально-ефективні методи маніпуляції, що забезпечують зниження рівня випромінювання позасмугового.

Іншим методом мінімізації показника PAPR коливань є використання на всіх частотах, оптимальних сигналів, форми яких отримані в результаті рішення оптимізаційної задачі, при наявності обмежень на величину PAPR коливань і рівень позасмугових випромінювань.

Такі підходи до мінімізації пік-фактора стохастичних послідовностей OFDM сигналів не можуть перебувати у відриві від реальних структур передавально-приймально вузлів модемів OFDM сигналів у телекомунікаційних системах передачі інформації, прийому та формування.

### 1.3. Висновки до розділу 1

У розділі роботи представлені відомості про важливий параметр сигналів як PAPR, проаналізовано його значення для техніки та описано методи його розрахунку.

Проведено огляд існуючих методів зниження пік-фактору сигналів з метою вибору шляхів подальшого удосконалення та дослідження цих методів для різних видів сигналів в системах цифрового зв'язку.

## РОЗДІЛ 2

### ОСНОВНА ЧАСТИНА

#### 2.1. Формування сигналів з частотно-ортогональним стисненням (OFDM)

Технологія OFDM є передачею даних на безлічі піднесучих та базується на тому, що високошвидкісний потік даних розбивається на безліч (від десятків до тисяч) менш швидкісних потоків, які передаються паралельно відповідних піднесучих.

За рахунок ділення передаючого високошвидкісного потоку даних на 100-1000 підпотоків низькошвидкісного типу, які модулюється власною піднесучою, OFDM сигнали забезпечують високі показники стійкості перед завадами прийому в умовах інтерсимвольної інтерференції. Процес формування OFDM сигналі здійснюється за допомогою математичного процесора, що виконує процедуру швидкого Фур'є перетворення. Сформовані на виході часові відліки через ЦАП і вихідні вузли передавача поступають до каналу передачі. Обов'язковою умовою є те, що сигнали на всіх піднесучих ортогональні [18,19].

На рис. 2.1 зображено сигнал в частотному та часовому просторам для чотирьох піднесучих і типу BPSK модуляції. На осі частоти показано значення амплітуди сигналів на відповідних піднесучих  $A_0, \dots, A_3$  для піднесучих  $f_0, \dots, f_3$ , по осі часу показані огинаючі сигналу на відповідній піднесучій. Різниця між піднесучими  $\Delta f = 1/T$ .



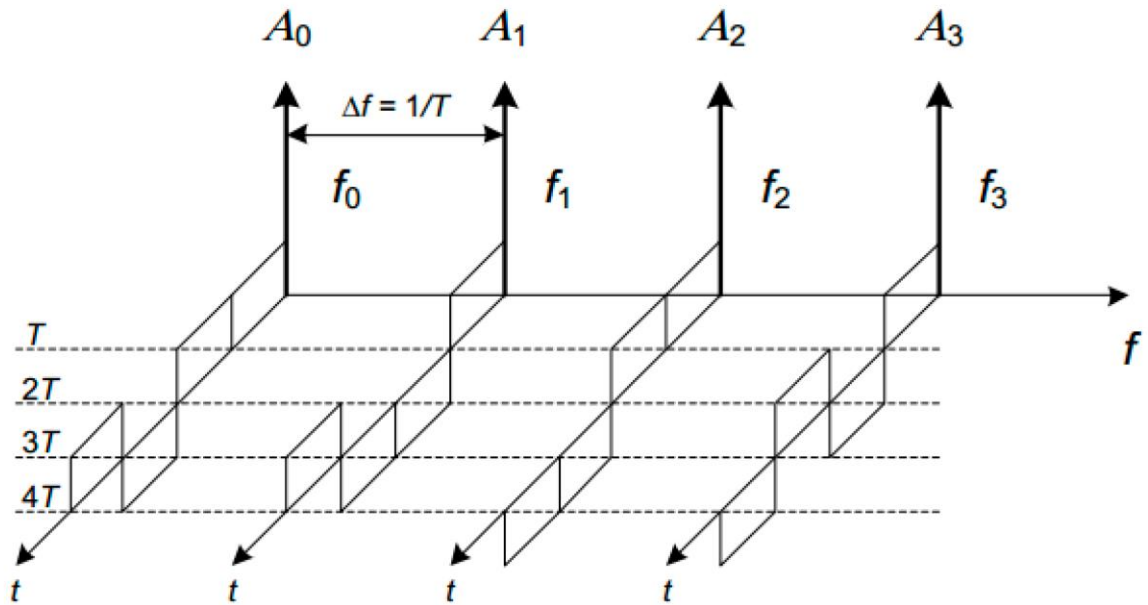


Рис. 2.1. Сигнал OFDM в частотному і часовому просторах

У часовому просторі OFDM сигнал представляє собою суперпозицію коливань всіх піднесучих. На рис. 2.2. представлена часова форма сигналу з OFDM. Як можна помітити, в період символу має міститися ціле число періодів кожної піднесучої [20,21].

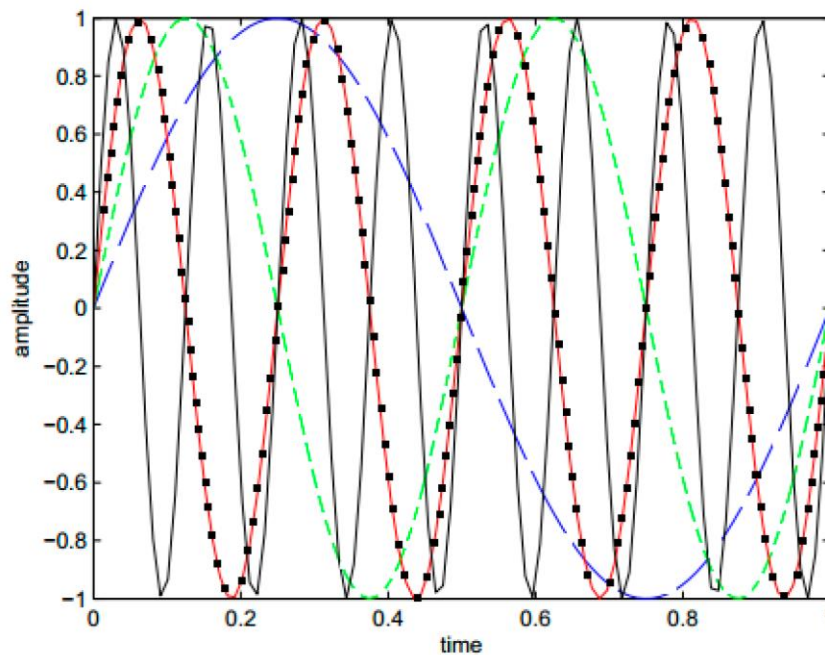
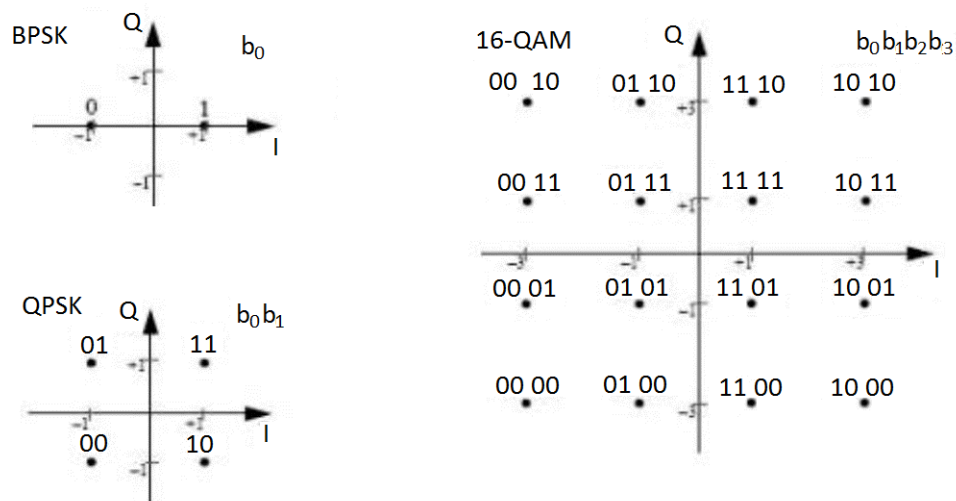


Рис. 2.2. Сигнал OFDM у часовому просторі

Технологія OFDM широко застосовується при міжсимвольній інтерференції, що утворюється в результаті відображень сигналу від об'єктів. Ступінь чинить опір впливу міжсимвольній інтерференції і ймовірність помилки прийому є залежною від ступеню перекривання передаючих символів інформаційного характеру. Тому для покращення показників якісних приймання сигналів в цих умовах варто збільшити загальну тривалість  $T$  символів. Це можна реалізувати шляхом зменшення швидкості передачі інформації, що не в повній мірі дозволяє вимоги, що висуваються до систем бездротової передачі інформації (СБП) [22, 24, 53].

Одним з існуючих методів боротьби з інтерференцією міжсимвольною, базується на збільшенні часової символної тривалості  $T$ , є використання методів модуляції багатопозиційного типу, які забезпечують збільшення на виході модулятора тривалості  $T_s$  в  $\log_2 M$  по відношенню до символних даних  $T_b$ , звідси  $T_s = T_b \log_2 M$ , кількість сигнальних точок на сигнальному сузір'ї. В процесів формуванні такого типу сигналів застосовуються різні типи фазової і амплітудно-фазової маніпуляцій, такі як BPSK, QPSK, QAM-16, QAM-32 і т.д. На рис.2.3 показані сигнальні сузір'я для різних типів маніпуляції.



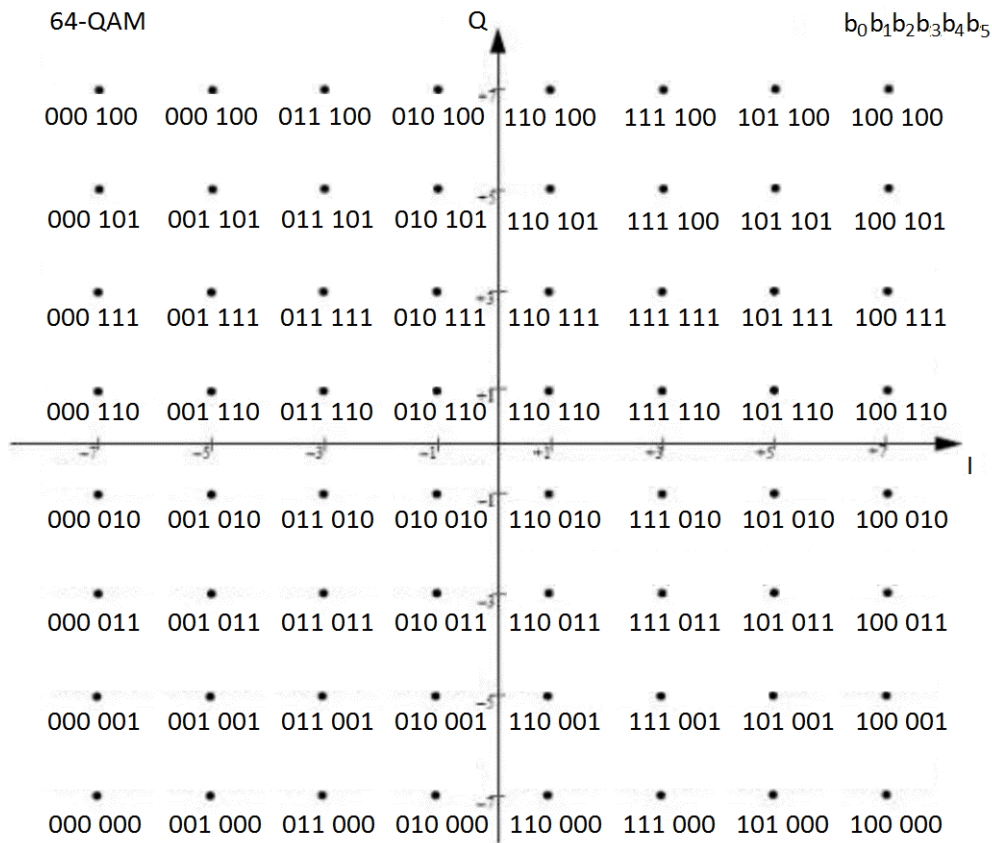


Рис. 2.3. Сузір'я для BPSK, QPSK, QAM-14 і QAM-64

Із самої назви OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), а також з рис.2.2 видно, що основною умовою OFDM сигналу є ортогональність всіх піднесучих. Недотримання умови ортогональності веде до неможливості поділу несучих на приймальній стороні, а як наслідок до втрати даних. Тобто для OFDM сигналів має виконуватися така умова:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_k t) dt = 0, \quad k \neq l, \quad (2.1)$$

де  $T$  - тривалість символу,  $f_1, f_k$  - піднесучі  $k$  і  $l$ . Інтерференція відсутня між піднесучими за умови ортогональності. Що дає можливість щільного розташування піднесучих і тим самим збільшити спектральну ефективність сигналу. [25, 26, 28]

З появою сучасних технологій цифрового опрацювання сигналів, реалізація технологій OFDM стала можлива. Для формування і демодуляції

таких сигналів використовуються математичні процесори, що виконують ШПФ. Класична схема формування сигналів OFDM представлена на рис. 2.4.

Цифровий потік даних поступає на вузол завадозахищеного кодування, після додавання надлишкових бітів потік даних надходить на вхід модулятора (меппера). Меппер перетворює потік даних в комплексні символи, відповідно до застосовуваного законом маніпуляції. Далі комплексні перетворюються з послідовного потоку в  $N$  паралельних потоків, які надходять на OFDM модулятор, в якому до них додається службова інформація, після чого отримані символи обробляються математичним процесором, а саме проводиться операція зворотного перетворення Фур'є. Після OFDM модулятора паралельні потоки перетворюються назад в послідовний, до якого додається захисний інтервал (ЗІ). Перетворення цифрового сигналу в аналоговий здійснюється за допомогою ЦАП [27, 29, 55]. ФНЧ необхідний для відсікання повторюваних складових спектра. Після всіх операцій сигнал подається на змішувач (зазвичай квадратурний модулятор) в якому переноситься на радіочастоту і далі випромінюється в ефір. Варто відзначити, що дана схема є узагальненою і може бути змінена в різних додатках.

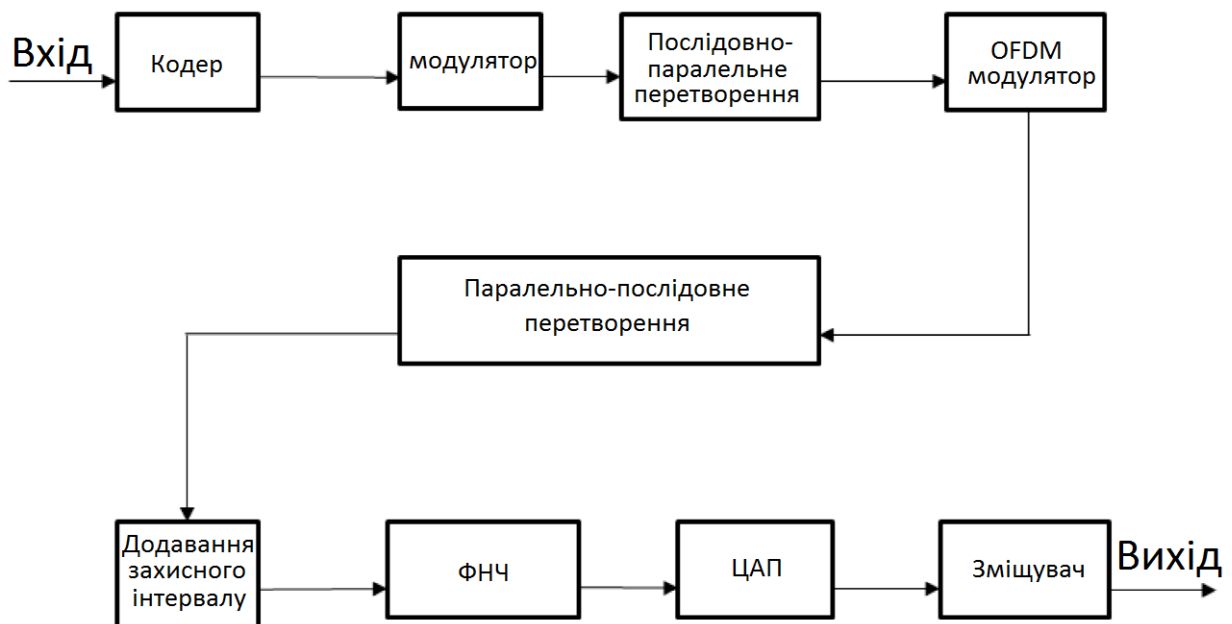


Рис.2.4. Схема формування OFDM сигналу

В результаті після проходження блоку OFDM модулятора в якому

використовується ЗШПФ, результуючі вибірки сигналу можуть бути записані як:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.2)$$

Після проходження формуючого фільтра з ІХ  $g(t)$  який іноді включений в ЦАП, комплексна обвідна сигналу може бути представлена як:

$$x(t) = \rho(t) e^{j\psi(t)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) g(t - nT - mN(T + T_g)), \quad (2.3)$$

де  $T$  - період символу,  $T_g$  - довжина захисного інтервалу.

На практиці апаратура блок формування OFDM сигналів складається з блоків завадозахищеного кодування, перемешування, блоки тактової та циклосинхронізації, блоки вводу захищеного інтервалу та ін. [33, 34]

Системи бездротової передачі інформації з OFDM сигналом ефективні в умовах багатопроменевого поширення. Це обумовлюється тим, що передача йде паралельно на багатьох несучих і якщо будь-яка несуча потрапить в область глибоких завмирань, то зруйнована інформація зможе бути відновлена на приймальній стороні завдяки коригуючих кодів [58, 60] Але в OFDM системах застосовується ще один спосіб боротьби з відбитими сигналами, так званий циклічний префікс, зображений на рис. 2.5. Циклічний (повторний) префікс (ЦП) представляє із себе частину кінця OFDM символу, вміщену в початок кадру. Залежно від умов в яких застосовується OFDM система ЦП може мати різну довжину:  $T_g = 1/4T, 1/8T, 1/16T, 1/32T$ , де  $T$  є періодом OFDM символу. ЦП розраховується таким чином, щоб при передачі OFDM символу на його тривалість припадали всі відбиті промені. [36, 37]

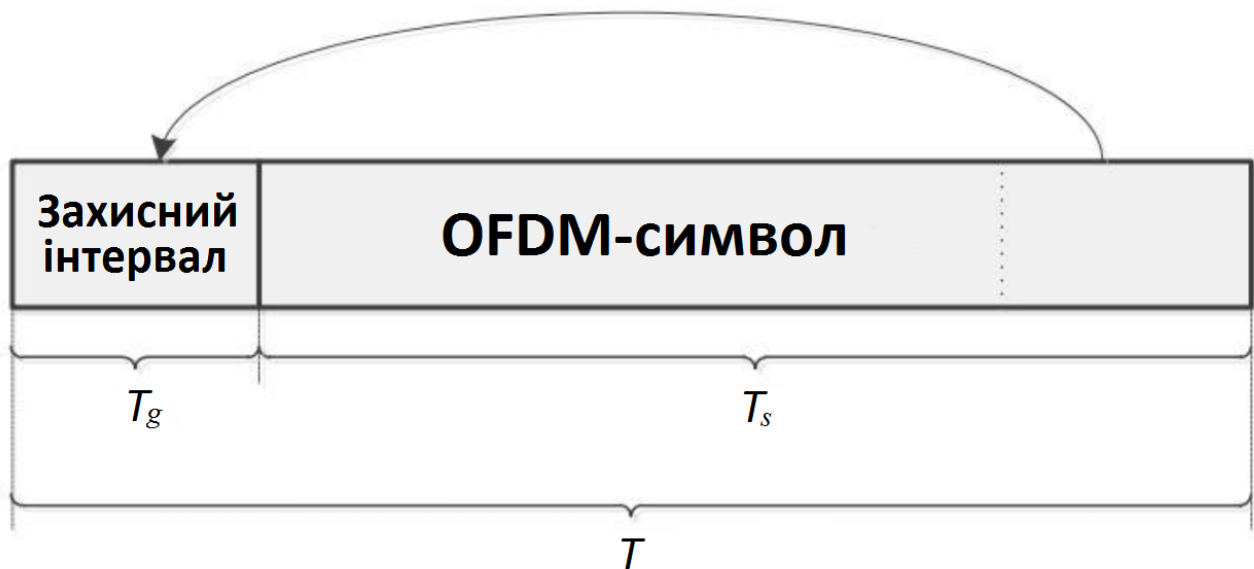


Рис. 2.5. Захисний інтервал

Необхідність введення захисного інтервалу можна продемонструвати наступними двома рисунками. На рис. 2.6. показано піднесучу і її запізнену копію, при обробці в приймальнику відображена копія буде викликати інтерференцію з першою піднесучою, так як в період символу не вкладається ціле число періодів піднесучої, тобто втрачається ортогональність і утворюється кореляція [39, 40].

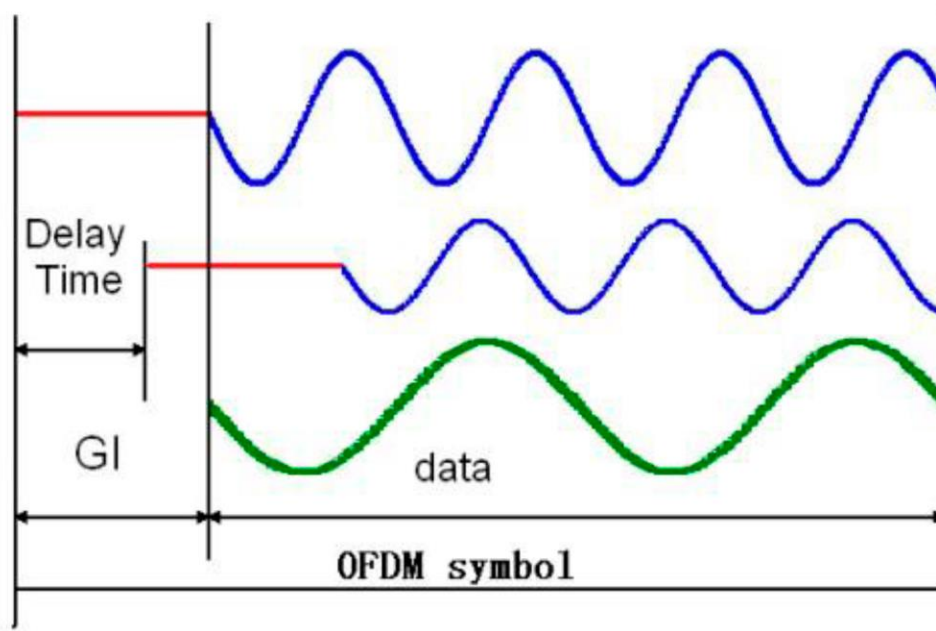


Рис. 2.6. Система OFDM без циклічного префікса

З іншого боку, на рис. 2.7 показана та ж ситуація з застосуванням повторного префікса. Не важко помітити, що поки довжина циклічного префікса більше ніж затримка в каналі, то на період корисного символу припадатиме ціле число періодів піднесучих, тим самим міжсимвольні і міжканальні інтерференції повністю усуваються [41, 46].

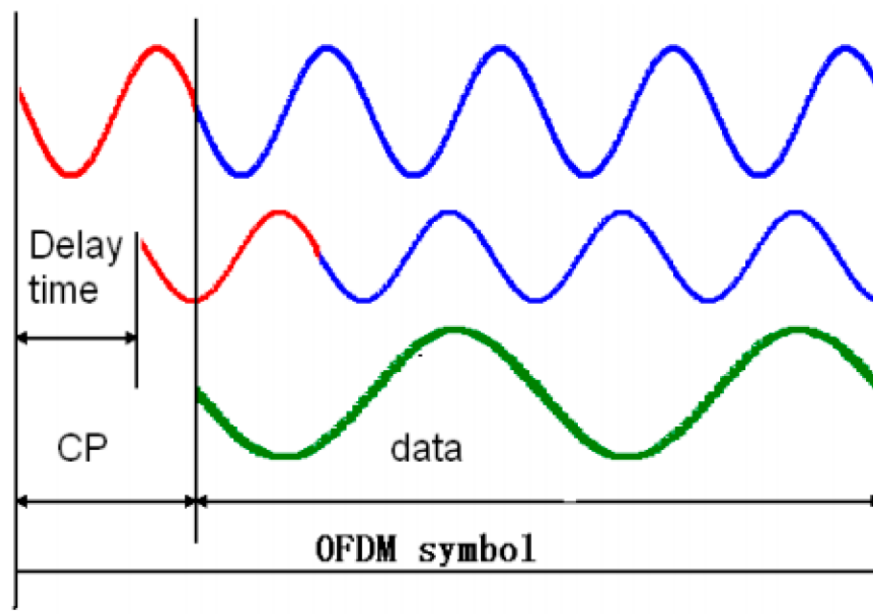


Рис. 2.7. Система OFDM з циклічним префіксом

Вибір тривалості циклічного префікса дуже важливий, оскільки довгий час в порівнянні з періодом символу може погіршити енергетичну ефективність. Це обумовлено тим, що в моменти часу циклічний префікс не передає ніякої корисної інформації. Зазвичай циклічний префікс вибирається таким чином, щоб бути рівним від двох до чотирьох середньоквадратичних значень часу затримки [8, 43, 45].

## 2.2. Формування оптимальних каналних сигналів з частотним стисненням

Формування каналних сигналів кінцевої тривалості з максимальною концентрацією енергії в заданій частотній смузі є однією найважливіших проблем передачі інформації в режимі частотного ущільнення. Відомі в даний

час методи формування каналних сигналів в системах мобільного зв'язку і радіодоступу не є оптимальними в цьому сенсі, так як в основі їх використовується принцип забезпечення, перш за все певного рівня достовірності передачі. Використовувані при цьому каналні сигнали займають дуже велику ширину смуги, що для виключення інтерференційного впливу на сусідні канали вимагає введення так званих загороджувальних смуг і це не дозволяє реалізувати потенційно досяжну швидкість передачі.

Таким чином, розробка методу синтезу сигналів кінцевої тривалості, оптимальних в сенсі максимальної концентрації енергій в заданих частотних інтервалах, є актуальним завданням. Саме в такій постановці проблема формування каналних сигналів і розглядається в даній роботі [47, 48].

Математичне формулювання проблеми формування оптимальних каналних сигналів має вигляд:

$$P_V = \int_{\nu-V} |X(\nu)|^2 d\nu = \max, \quad (2.4)$$

за умови

$$\|\vec{x}_N\|^2 = N \sum_{i=1} x_i^2 = c^2, \quad (2.5)$$

де  $\vec{x}_N = (x_1, \dots, x_N)^T$  - вектор, компоненти якого є шуканими відліками каналного сигналу; підінтегральна функція є квадратом модуля трансформанти Фур'є:

$$X(\nu) = \sum_{k=1}^N x_k \exp(j\nu(k-1)); \quad (2.6)$$

де  $V$  - заданий частотний інтервал:



$$V = [-v_2, v_1) \cup [-v_1, v_2),$$

границі якого задовольняють умові  $0 \leq v_1 < v_2 \leq \pi$ .

При цьому, як відомо, справедливе уявлення для компонент розглянутого вектора на основі трансформанти Фур'є:

$$x_i = \int_{-\pi}^{\pi} X(v) \exp(-jv(i-1)) dv / 2\pi, i = 1, \dots, N \quad (2.8)$$

Квадрат модуля правій частині подання (2.8) характеризує розподіл енергії сигналу по осі частот, при цьому має місце рівність Парсеваля:

$$\|\vec{x}\|^2 = \int_{-\pi}^{\pi} |X(v)|^2 dv / 2\pi = \sum_{k=1}^N x_k^2. \quad (2.9)$$

Може здатися, що для обчислення значення необхідно визначити модуль трансформанти Фур'є в усіх точках використовуваного частотного інтервалу, щоб потім виконати інтегрування. Однак це не так, що легко показати, підставивши в праву частину визначення (2.4) вираз (2.8) і виконавши нескладні перетворення.

В результаті неважко отримати вираз:

$$P_V = \vec{x}' A \vec{x}. \quad (2.10)$$

Яке, дозволяє обчислити шукану частку енергії вектора кінцевої розмірності в заданому частотному інтервалі без попереднього обчислення трансформанти Фур'є. [49, 50].

Тут  $A$  - квадратна, симетрична субсмугова матриця з елементами:

$$A = \{a_{ik}\}, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad (2.11)$$

$$a_{ik} = \int_{v=V} \exp[-jv(i-k)] dv / 2\pi, \quad j = \sqrt{-1}. \quad (2.12)$$

Звідси і з виразу (2.7) слідує остаточний вираз для шуканих елементів матриці в виразі (2.11):

$$\begin{aligned} a_{ik} &= \{\sin[v_2(i-k)] - \sin[v_1(i-k)]\} / [\pi(i-k)], \quad i \neq k; \\ a_{ik} &= (v_2 - v_1) / \pi, \quad i = k. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Забігаючи вперед, відзначимо, що матриці з такими елементами виникають і при розгляді проблеми смугової оптимальної фільтрації. Тому видається доречним назвати їх субполосними матрицями, маючи на увазі відповідність обраному частотному інтервалу.

Виходячи з виразу (2.11) умову варіаційної задачі (2.4) можна представити у вигляді:

$$\bar{x}^T A \bar{x} - \lambda \|\bar{x}\|^2 = \max. \quad (2.14)$$

Для досягнення поставленої задачі (2.14) або (2.4) необхідним є виконання умови:

$$\lambda \bar{x} = A \bar{x}. \quad (2.15)$$

Тим самим, помноживши обидві частини виразу (2.15) на ми отримуємо вираз:

$$\begin{aligned} \bar{x}^T \lambda \bar{x} &= \bar{x}^T A \bar{x}, \\ \bar{x}^T \bar{x} &= c^2 \\ \lambda c^2 &= \bar{x}^T A \bar{x} = \max \end{aligned} \quad (2.16)$$

Таким чином, з рівності слідує, для досягнення умови поставленої варіаційної задачі (2.4), необхідно щоб значення  $\lambda$  було максимальним або

близьким до максимального значення.

Оскільки, матриця з елементами (2.13) є додатно визначеною, і в силу симетричності володіють повним набором ортогональних власних векторів, які задовольняють умову:

$$\lambda_i \vec{q}_i = A \vec{q}_i, \quad (2.17)$$

де для визначеності передбачається, що власні числа впорядковані за спаданням і мають такі властивості:

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N > 0, \quad (2.18)$$

$$\|\vec{q}_i\| = \sum_{k=1}^N q_{ki}^2 = 1; \quad (\vec{q}_k, \vec{q}_i) = \sum_{r=1}^N q_{ri} q_{rk} = 0, \quad i \neq k. \quad (2.19)$$

Виходячи з умови (16) значення власних чисел відповідних власних векторів не перевищують одиницю, оскільки:

$$\lambda_i = \frac{1}{2\pi} \int_{w-V} |Q_i(w)|^2 dw \leq \sum_{k=1}^N q_{ik}^2, \quad (2.20)$$

$$Q_i = \sum_{k=1}^N q_{ik} e^{-jw(k-1)}. \quad (2.21)$$

Таким чином, з умови (2.20) випливає, що власні вектори, енергія яких максимально зосереджена в заданій смузі, мають відповідні власними числами, значення яких дорівнюють або близькі до одиниці.

Суть методу полягає у формуванні каналного сигналу на основі власних векторів з певними коефіцієнтами, якими є інформаційні біти вихідного сигналу [51]. Послідовність біт повинна мати біполярний вид. Такий вид вихідної послідовності виключає можливість втрати власного вектора при перемноженні на нульовий коефіцієнт.

Для формування оптимального каналного сигналу, перш за все, слід

обчислити елементи субсмугової матриці  $A$  для заданого частотного інтервалу за формулою (2.13).

Кількість власних чисел близьких або рівних одиниці визначають скільки власних векторів задовольняють умові по оптимальному заняття виділеної смуги частот, тим самим можна визначити кількість біт  $У$ , які можна передати в обраній послідовності, при тому що один біт відповідає одному власному вектору.

Формуємо матрицю  $Q_j = \{\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_j\}$  розмірністю  $[N \times J]$ , що складається з власних векторів  $\vec{q}$ , які відповідають власним числам близьких або рівних одиниці.

Нехай заданий інформаційний вектор розмірністю  $J$ , у вигляді послідовності біт, який підлягає передачі по каналу зв'язку в межах інтервалу частот виду (2.5) з використанням каналного дискретного сигналу (вектора):

$$\vec{e} = (e_1, \dots, e_J)' \quad (2.22)$$

Вектор  $\vec{e}$  являє собою набір двійкових значень, які приймають значення 1 або -1.

Формування каналного сигналу здійснюється за формулою:

$$\vec{x} = Q_1 \cdot \vec{e} = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J) \cdot \vec{e} = \sum_{i=1}^J e_i \vec{q}_i \quad (2.23)$$

Оскільки власні вектора є ортогональними тому, сформований каналний сигнал характеризується гарною завадостійкістю, яка прирівнюється з завадостійкістю каналного сигналу, сформованого з використанням фазової модуляції.

Властивість ортогональності власних векторів дозволяє записати рівність:

$$Q \cdot Q^T = 1. \quad (2.24)$$

На приймальній стороні реєструються  $N$  значень, і здійснюється множення на апріорно відому транспоновану матрицю власних векторів  $Q$  і виходячи з умови (2.19) можна відновити переданий інформаційний вектор:

$$\bar{e} = Q^T \cdot \bar{x} = Q^T \cdot Q \cdot e = 1 \cdot e,$$

де  $\bar{e}$  - відновлений інформаційний вектор.

Таким чином, маючи ідеальний канал зв'язку, тобто передача каналного сигналу здійснюється без спотворень і завад, відновлений вектор буде збігатися з початковим.

Якщо,  $\bar{x} = \bar{x} + \bar{\varepsilon}$ , де  $\bar{\varepsilon}$  - завади в каналі зв'язку, то необхідно використовувати вирішальну процедуру віднесення символу  $e_i$  до 0 або 1, на основі скалярних добутків  $\hat{e}_i = e_i + (\bar{\varepsilon}_i \bar{q}_i)$ .

Пристрій прийняття рішення з порогом  $h=0$ , приймає рішення про наявність логічної одиниці, якщо  $\hat{e}_i > 0, i=1, J$  або логічного нуля, якщо  $\hat{e}_i < 0, i=1, J$ , таким чином відновлюється вихідний інформаційний вектор. Безпека передачі інформації забезпечується за рахунок перестановок власних векторів перед формуванням каналного сигналу, що потребують знання точного розташування переставлених власних векторів при відновленні даних на приймальній стороні, ключем даного методу захисту буде карта точного розташування власних векторів.

### 2.3. Висновки до розділу 2

У розділі розглянуто методи формування каналних сигналів з частотно-ортогональним стисненням (OFDM сигнал) у часовій області.

Наведено метод формування оптимальних каналних сигналів з частотним стисненням, який дає змогу суттєво підвищити ефективність використання частотних ресурсів шляхом мінімізації частки енергії за межами заданого частотного інтервалу, також при цьому істотно знижується інтерференція між сусідніми каналами.

РОЗДІЛ 3  
НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1. Алгоритм формування власних векторів

Алгоритм формування каналних сигналів представлено на рис. 3.1-3.2.

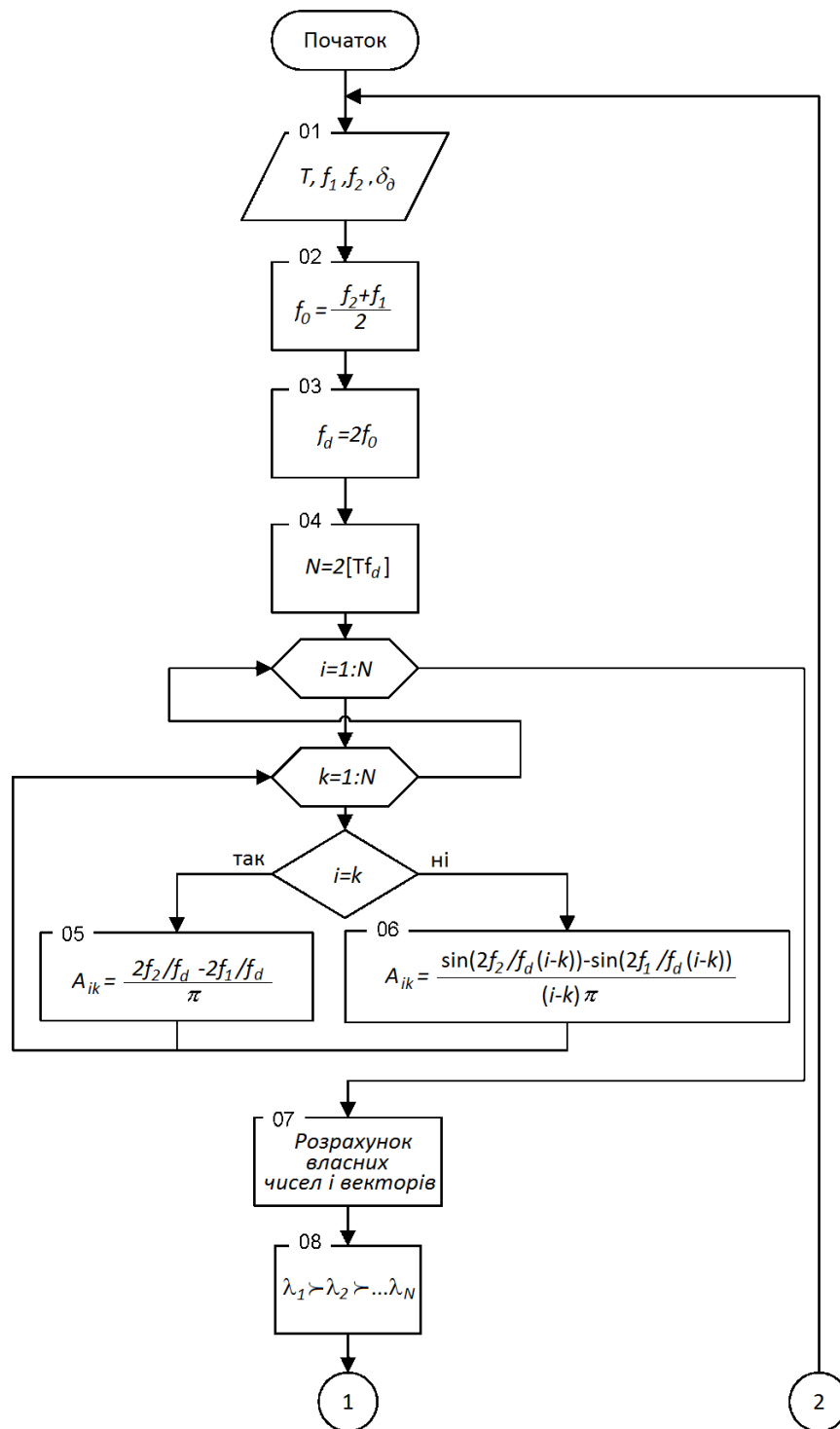


Рис. 3.1. Алгоритм формування каналних сигналів

Продовження алгоритму (рис.3.1) зображено на рис.3.2.

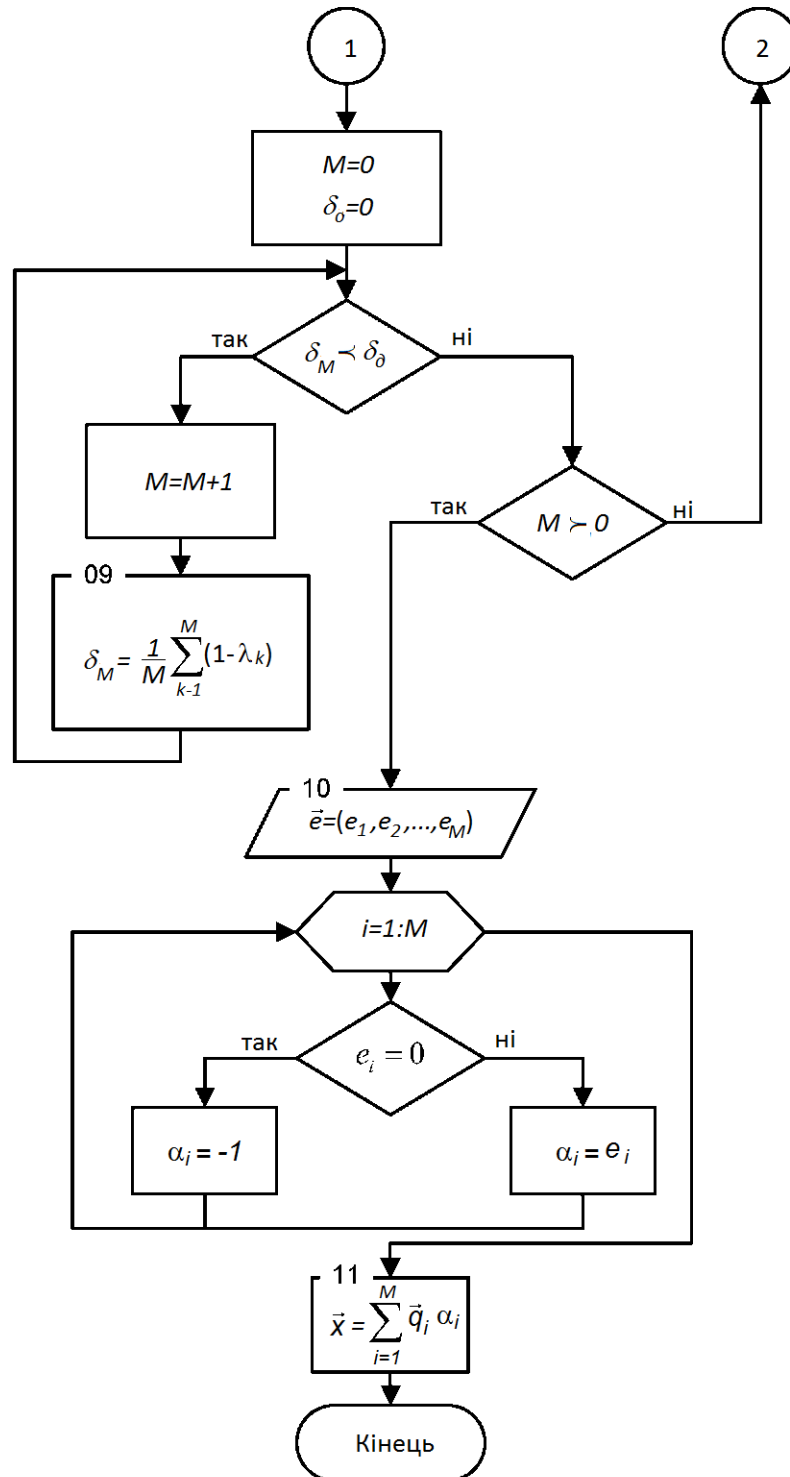


Рис. 3.2. Алгоритм формування оптимальних каналних сигналів

Далі представлено словесний опис алгоритму:

1. Блок завантаження вихідних даних:

$T$  - тривалість передачі інформації,

$f_1, f_2$  - нижня і верхня межі частотного інтервалу в Гц,

$\delta_\delta$  - допустимий рівень просочування енергії;

2. Обчислення середньої частоти  $f_0$ ;
3. Обчислення частоти дискретизації  $f_\delta$ ;
4. Обчислення розмірності матриці, де квадратні дужки - взяття цілої частини;
5. Розрахунок елемента субсмугової матриці при  $I=k$ :

$$A_{ik} = \frac{2f_2 / f_\delta - 2f_1 / f_\delta}{\pi}.$$

6. Розрахунок елемента субсмугової матриці при  $i \neq k$ :

$$A_{ik} = \frac{\sin(2f_2 / f_\delta (i - k)) - \sin(2f_1 / f_\delta (i - k))}{(i - k)\pi}.$$

7. Обчислення власних чисел і векторів;
8. Упорядкування власних векторів по спадаючій власних чисел;
9. Вибір  $M$  власних чисел, що задовольняють умові:

$$\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (1 - \lambda_k) < \delta_\delta.$$

10. Зчитується інформаційний вектор  $\vec{e} = (e_1, e_2, \dots, e_M)$ ;

11. Формування сигналу канального  $\vec{x} = \sum_{i=1}^M \vec{q}_i \alpha_i$ .

### 3.2. Розрахунок PAPR різних видів сигналів

Для сигналів з стисненням на основі власних векторів субсмугових



матриць був досліджений параметр PAPR і його залежність від числа використовуваних векторів, і тривалості сигналу.

Таблиця 3.1

**Залежність PAPR від кількості використовуваних векторів**

Тривалість сигналу N	Загальне число векторів		
	2	4	6
N=50	4.0408	6.0466	7.7457
N=60	4.4823	5.4982	7.7476
N=70	4.8797	5.2474	7.7904
N=80	5.0284	5.2967	7.3326
N=90	5.4095	5.4969	6.8509
N=100	5.7397	5.7616	6.2333
N=110	5.9556	5.9646	5.9884
N=120	6.1584	6.2049	5.9351
N=130	6.3364	6.3565	6.1402
N=140	6.5064	6.5424	6.3218
N=150	6.6592	6.6909	6.5056
N=160	6.8062	6.8334	6.6192
N=170	6.9383	6.9411	6.8022
N=180	7.0686	7.1133	6.8854
N=190	7.1867	7.2054	6.9694
N=200	7.3022	7.3324	7.0933
N=210	7.4097	7.4507	7.2394
N=220	7.5126	7.5184	7.3204
N=230	7.6116	7.6005	7.3753
N=240	7.7042	7.7061	7.4971
N=250	7.7957	7.8172	7.5793
N=260	7.8807	7.8756	7.6597
N=270	7.7477	7.9869	7.7496
N=280	7.0495	7.8424	7.7727
N=290	8.0466	8.2193	7.8501
N=300	8.1376	8.2419	7.9433

За результатами табл. 3.1 можна стверджувати, що для різної тривалості сигналу мінімальне значення PAPR припадає на різну кількість векторів. Чим більше використовується векторів, тим менше розкид PAPR, але при цьому не досягається оптимальне значення.

У табл. 3.2 для кожної тривалості сигналу використовується задана

кількість векторів, що дозволяє оптимально підібрати значення PAPR в залежності від потрібних параметрів.

Таблиця 3.2

**Залежність PAPR від кількості використовуваних векторів**

Тривал. сигнала (кіл. векторів)	PAPR	Тривал. сигнала (кіл. векторів)	PAPR	Тривал. сигнала (кіл. векторів)	PAPR
N=50 (2)	4.0409	N=210 (10)	6.8793	N=370 (18)	7.5761
N=60 (2)	4.4824	N=220 (10)	6.9158	N=380 (18)	7.6667
N=70 (3)	4.9114	N=230 (11)	7.0027	N=390 (19)	7.7021
N=80 (3)	5.2458	N=240 (11)	7.0245	N=400 (19)	7.7278
N=90 (4)	5.4974	N=250 (12)	7.1393	N=410 (20)	7.7095
N=100 (4)	5.7367	N=260 (12)	7.1391	N=420 (20)	7.7331
N=110 (5)	5.8303	N=270 (13)	7.2480	N=430 (21)	7.8471
N=120 (5)	6.0214	N=280 (13)	7.2406	N=440 (21)	7.8026
N=130 (6)	6.1641	N=290 (14)	7.3551	N=450 (22)	7.8747
N=140 (6)	6.3236	N=300 (14)	7.3388	N=460 (22)	7.9042
N=150 (7)	6.3925	N=310 (15)	7.4841	N=470 (23)	7.9604
N=160 (7)	6.5094	N=320 (15)	7.4282	N=480 (23)	7.9744
N=170 (8)	6.6717	N=330 (16)	7.4744	N=490 (24)	7.9834
N=180 (8)	6.6130	N=340 (16)	7.4731	N=500 (25)	8.0152
N=190 (9)	6.7902	N=350 (17)	7.5712		
N=200 (9)	6.7864	N=360 (17)	7.5435		

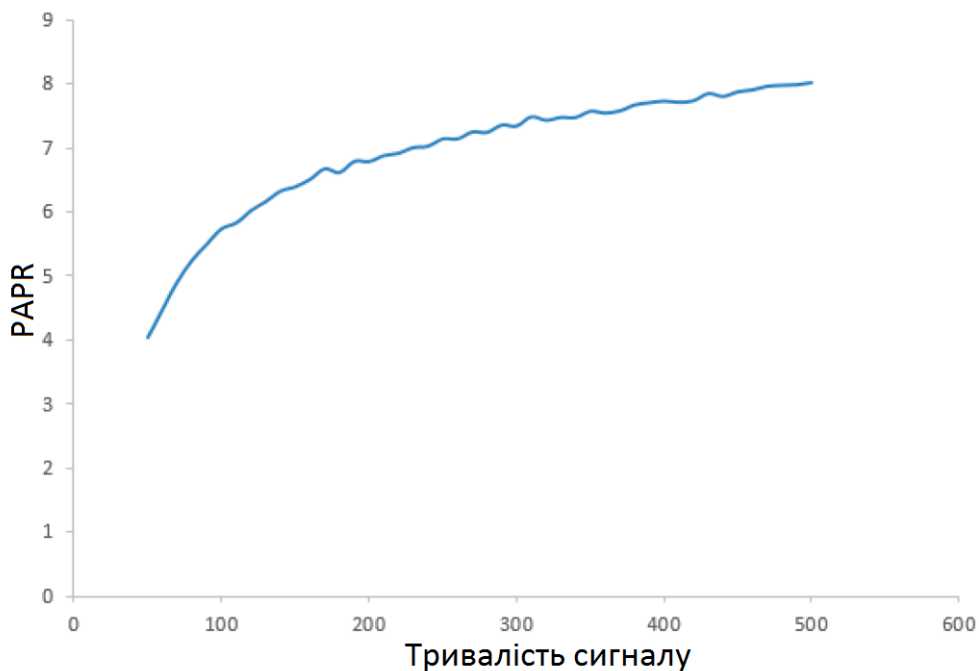


Рис. 34.1. Залежність PAPR від тривалості сигналу

З рис. 3.1 видно, що чим більша тривалість сигналу, тим більше значення PAPR.

3.3. Порівняння значення PAPR для OFDM сигналів і на базисі власних векторів

Для порівняння значень PAPR були використані параметри, при яких швидкість у досліджуваних сигналів була рівна. Змінювалося значення  $N_{\text{vect}}$  - кількість використовуваних базисних функцій і розмірність базису Фур'є. Вираховується середнє значення з вибірки близько 1000 експериментів на кожне значення PAPR. При ущільненні QAM модуляції для обох базисів ущільнення.

У табл. 3.4 наведені значення PAPR для сигналів з стисненням на основі швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць.

Таблиця 3.3

**Значення PAPR з використання різних базисів і однаковою швидкості**

	$N_{\text{vect}}=32$		$N_{\text{vect}}=64$		$N_{\text{vect}}=128$		$N_{\text{vect}}=256$	
	Фур'є	Власн. вект.	Фур'є	Власн. вект.	Фур'є	Власн. вект.	Фур'є	Власн. вект.
Длит. сигнала	PAPR (dB)	PAPR (dB)	PAPR (dB)	PAPR (dB)	PAPR (dB)	PAPR (dB)	PAPR (dB)	PAPR (dB)
300	9.6017	9.0777	10.0257	9.8181	10.3714	10.2924	10.6465	10.6088
600	9.8367	9.3505	10.2677	10.0362	10.5922	10.5533	10.8855	10.8805
900	10.0227	9.4553	10.3888	10.1932	10.7737	10.6724	11.0443	10.9987
1200	10.1235	9.5365	10.5274	10.2503	10.8403	10.7802	11.1484	11.1245
1500	10.1823	9.6407	10.6205	10.3306	10.9264	10.8776	11.1937	11.1833
1800	10.2582	9.6942	10.7035	10.3967	10.9962	10.9135	11.2966	11.2314
2100	10.2977	9.7522	10.7188	10.4269	11.0435	10.9593	11.2786	11.2582
2400	10.3599	9.7885	10.7693	10.5166	11.1287	10.9855	11.3733	11.3204
2700	10.3753	9.7997	10.7605	10.5136	11.1423	11.0244	11.3614	11.3705
3000	10.4257	9.8333	10.8185	10.5788	11.1452	11.0867	11.4379	11.3935

З значень таблиці видно, що сигнал на основі власних векторів субсмугових матриць показує кращі значення PAPR. Найбільша різниця досягається при кількості векторів  $N_{\text{vect}} = 32$ . При збільшенні кількості базисних функцій значення PAPR стає приблизно рівним. При порівнянні цих сигналів використовувалися однакові параметри тривалості сигналу і кількості векторів.

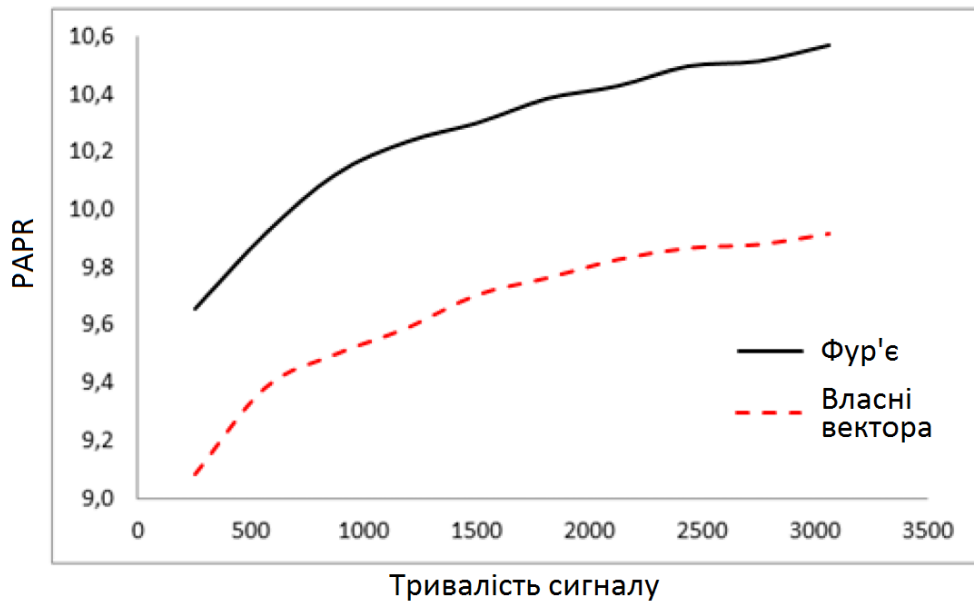


Рис. 3.2 . Порівняння сигналів: на основі швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць (ОМ) (Кількість власних векторів  $N_{\text{vect}} = 32$ )

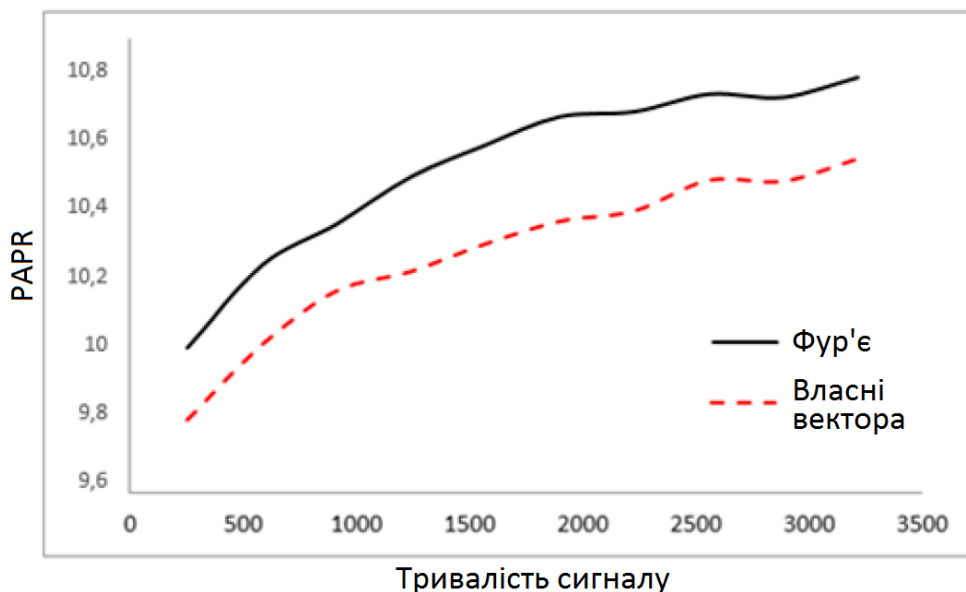


Рис. 3.3 . Порівняння сигналів: на основі швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць (ОМ) (Кількість власних векторів  $N_{\text{vect}} = 64$ )

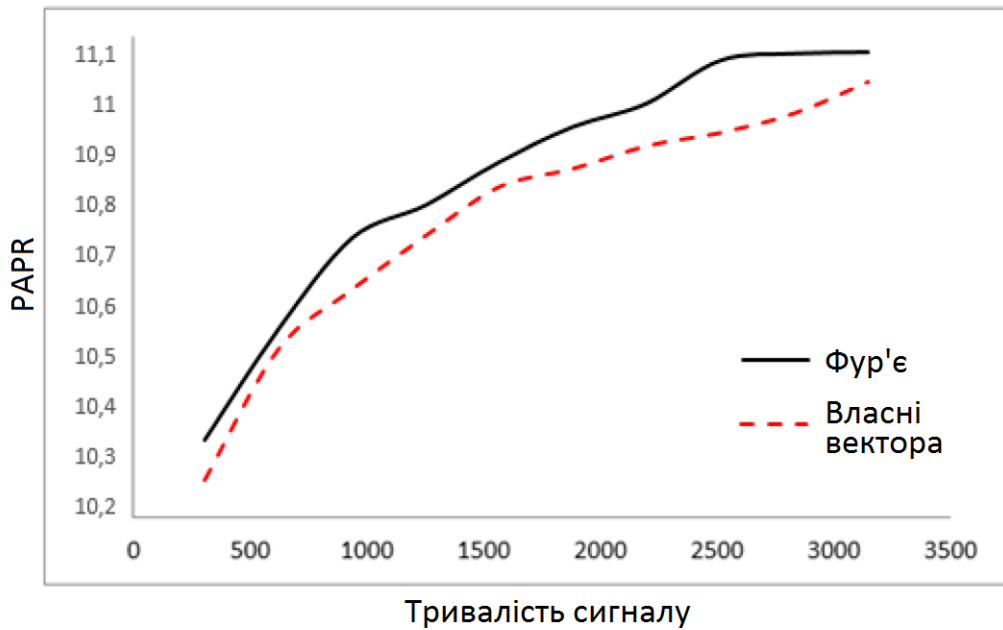


Рис . 3.4 . Порівняння сигналів: на основі швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць (ОМ) (Кількість власних векторів  $N_{\text{vect}} = 122$ )

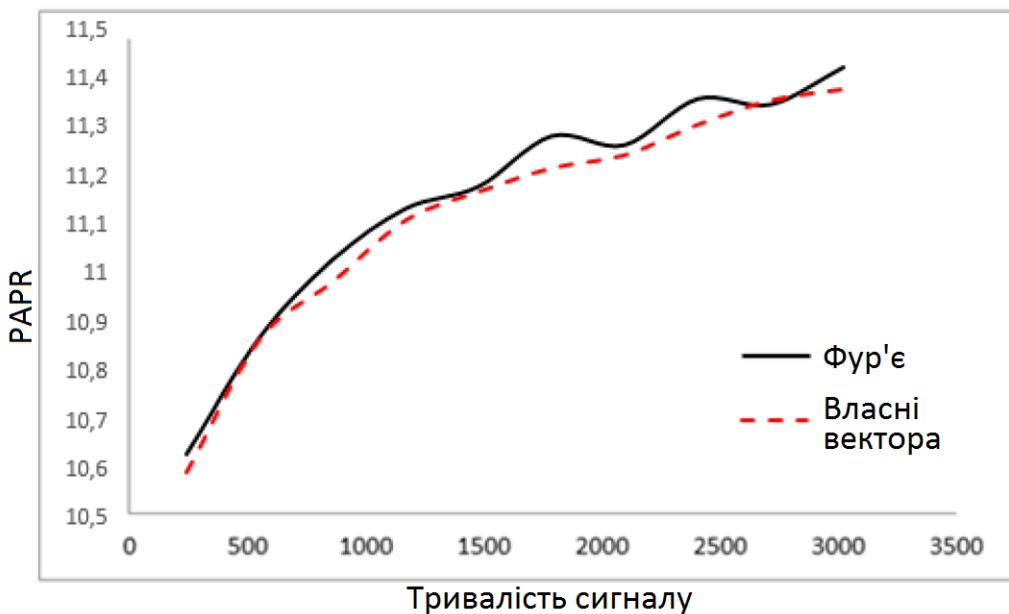


Рис . 3.5 . Порівняння сигналів: на основі швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць (ОМ) (Кількість власних векторів  $N_{\text{vect}} = 256$ )

На рис. 3.2-3.5 можна побачити порівняння двох сигналів між собою. Зі збільшенням тривалості сигналу значення PAPR зростає у обох сигналів. Чим

більше використовується власних векторів для побудови сигналу, тим сильніше зрівнюються значення PAPR у сигналів на базі перетворення швидкого Фур'є і на основі власних векторів субсмугових матриць.

Оптимальні параметри для мінімального значення PAPR досягаються за умови використання найменшого числа власних векторів. В даному випадку  $N_{\text{vect}}=32$ . При цьому вдається скоротити PAPR на 0.5dB, що дозволяє ефективніше передавачів витратити електричну енергію.

### 3.4. Порівняння значення PAPR для сигналів на базисі власних векторів з амплітудною обмеженістю і без неї

Для сигналів з стисненням на основі власних векторів субсмугових матриць був досліджений параметр PAPR до амплітудної обмеженості сигналу і з амплітудним обмеженням базису сигналу.

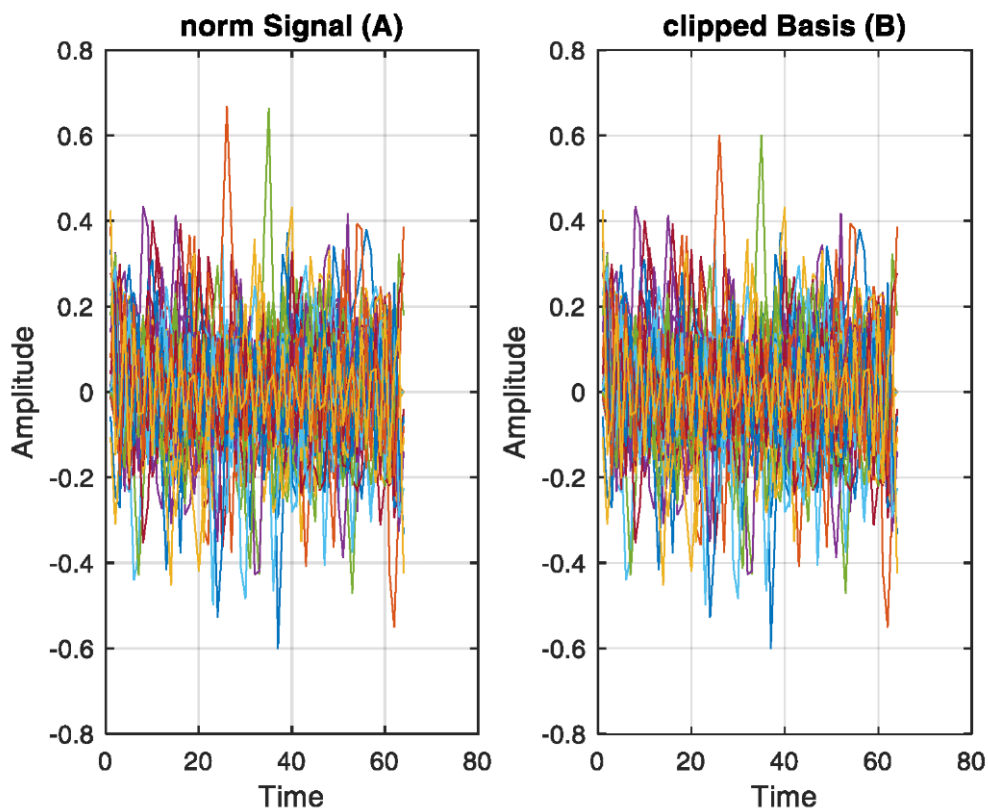


Рис. 3.6. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.9 від максимуму (90%)

PAPR А = 8.1046 дБ, PAPR В = 8.1120 дБ, PAPR А / PAPR В = 0.9988

Імовірність помилки (BER = 0)

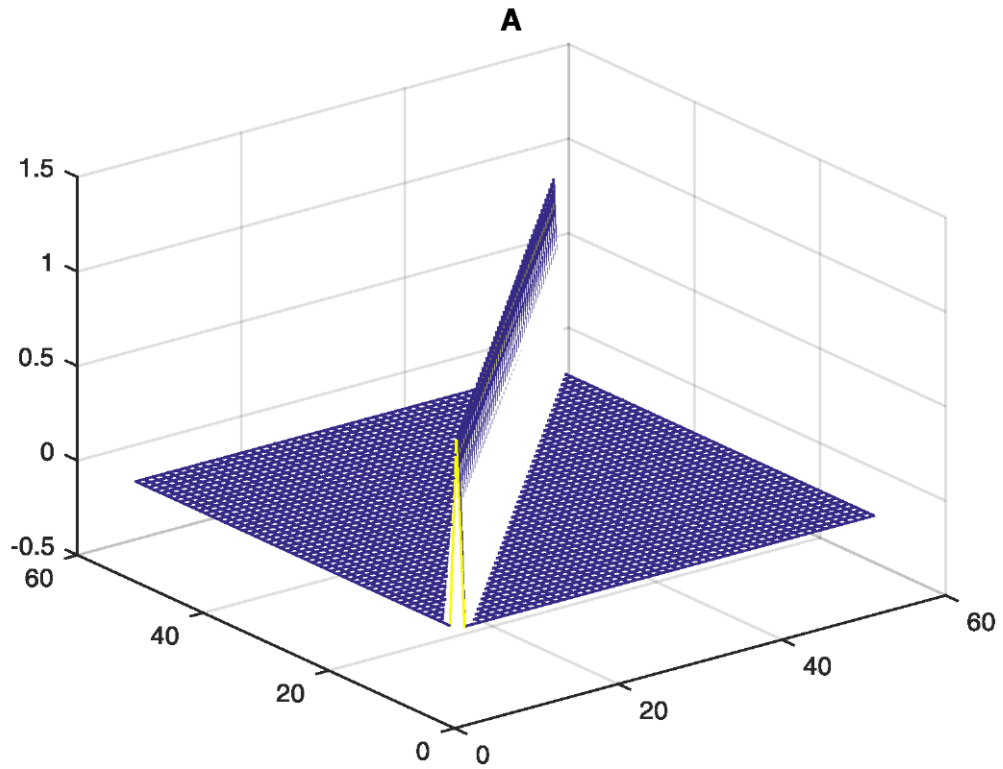


Рис. 3.7. Ортогональність без обмеження

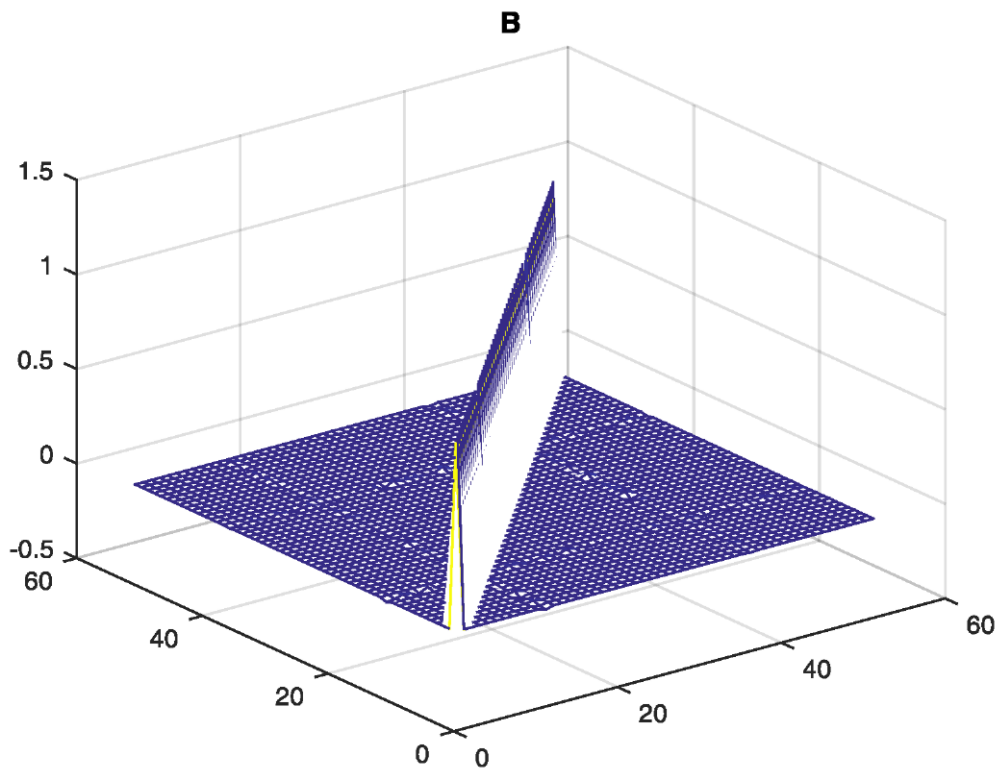


Рис. 3.8. Ортогональність з обмеженням

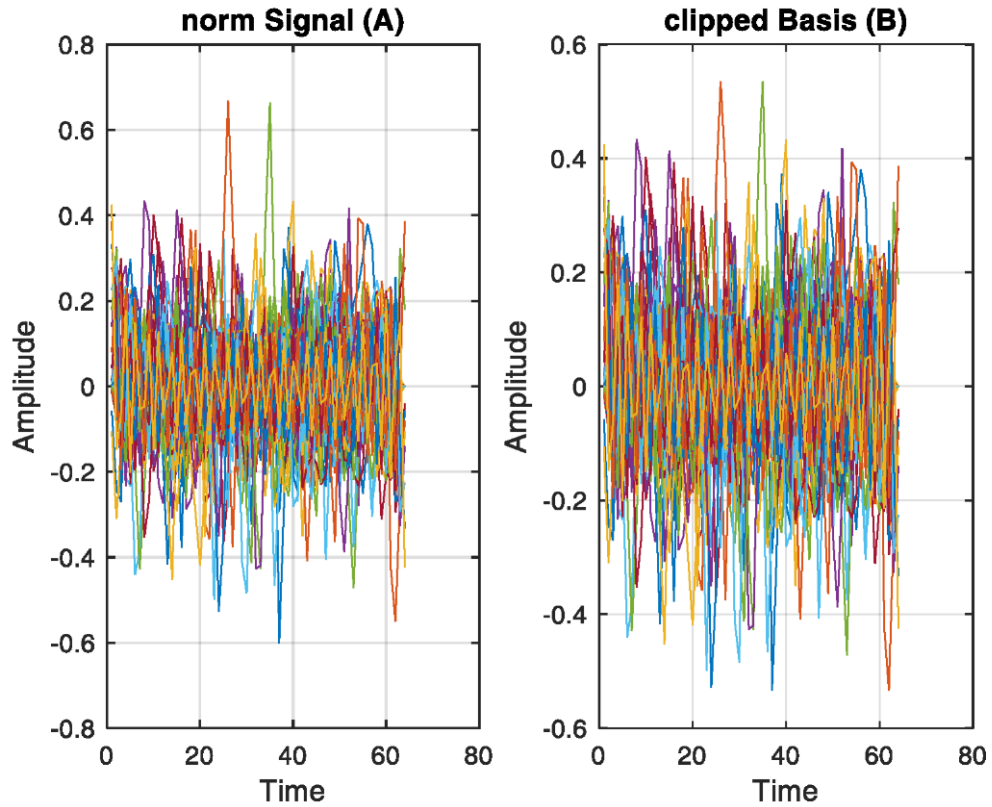


Рис. 3.9. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.8 від максимуму (80%)

$\text{PAPR A} = 8.0976$  дБ,  $\text{PAPR B} = 8.1208$  дБ,  $\text{PAPR A} / \text{PAPR B} = 0.9971$

Імовірність помилки (BER) = 0

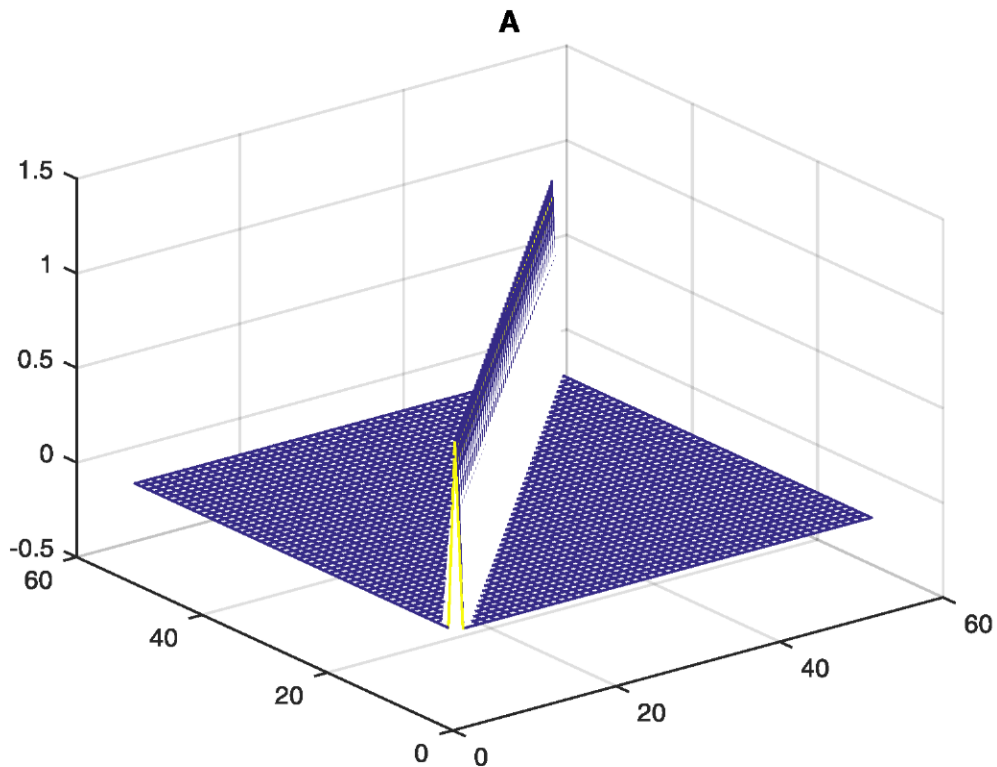


Рис. 3.10. Ортогональність без обмеження



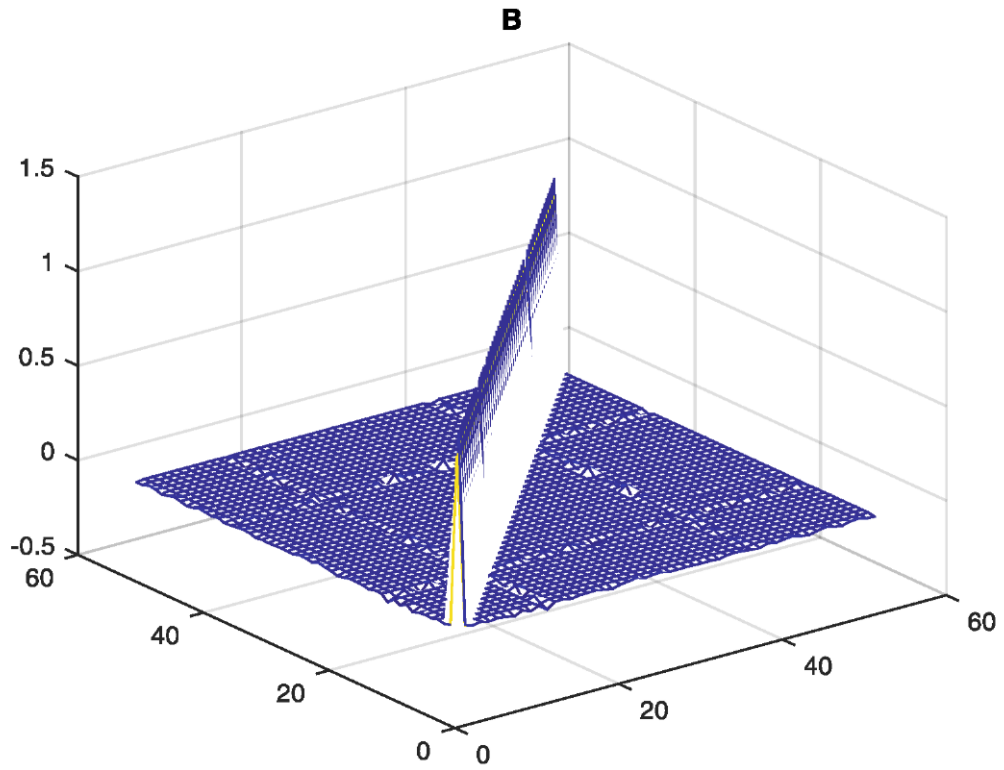


Рис. 3.11. Ортогональність з обмеженням

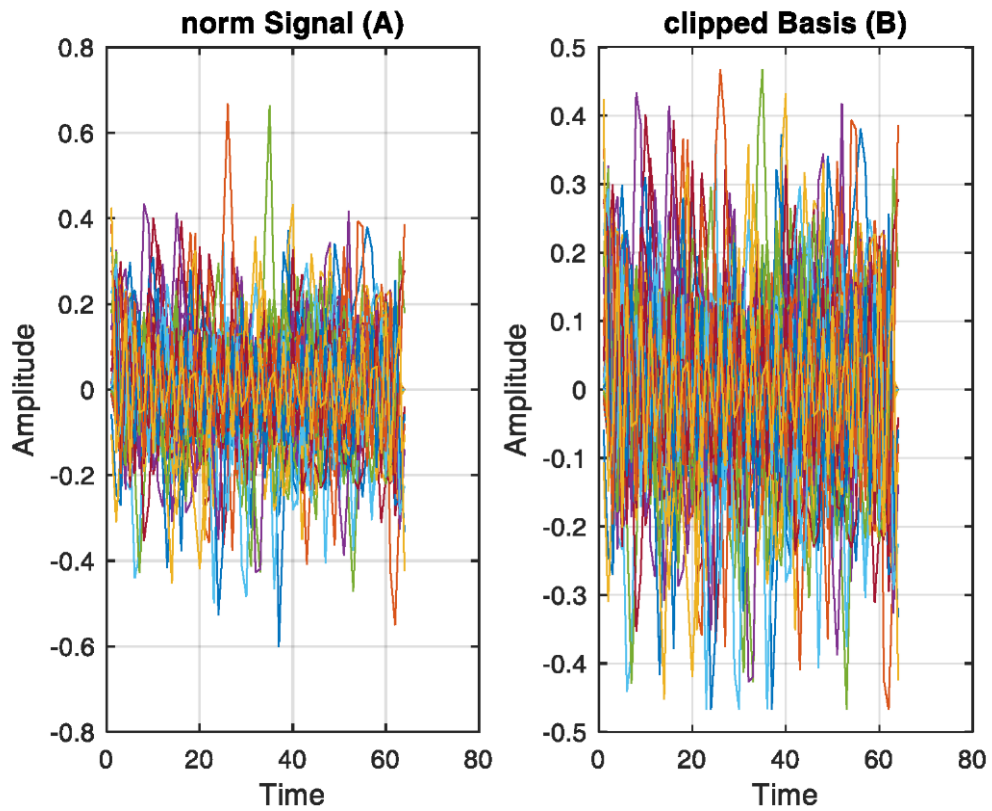


Рис. 3.41. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.7 від максимуму (70%)

PAPR A = 8.1000 дБ, PAPR B = 8.1426 дБ, PAPR A / PAPR B = 0.9948

Імовірність помилки (BER) = 0

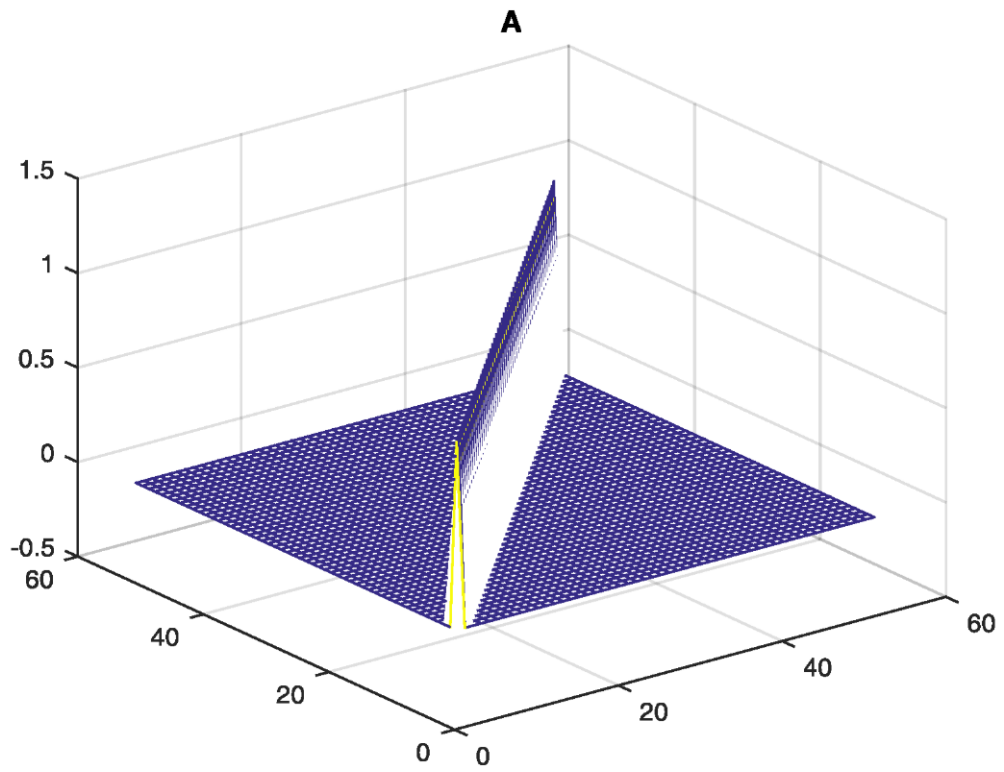


Рис.3.13. Ортогональність без обмеження

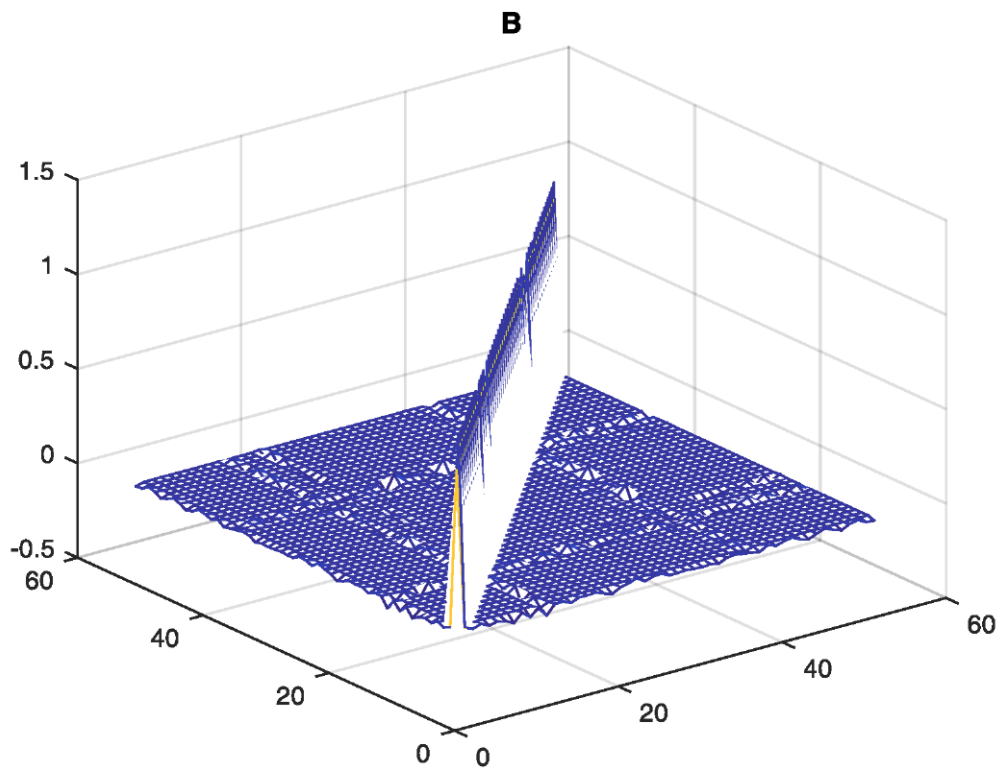


Рис. 3.14. Ортогональність з обмеженням

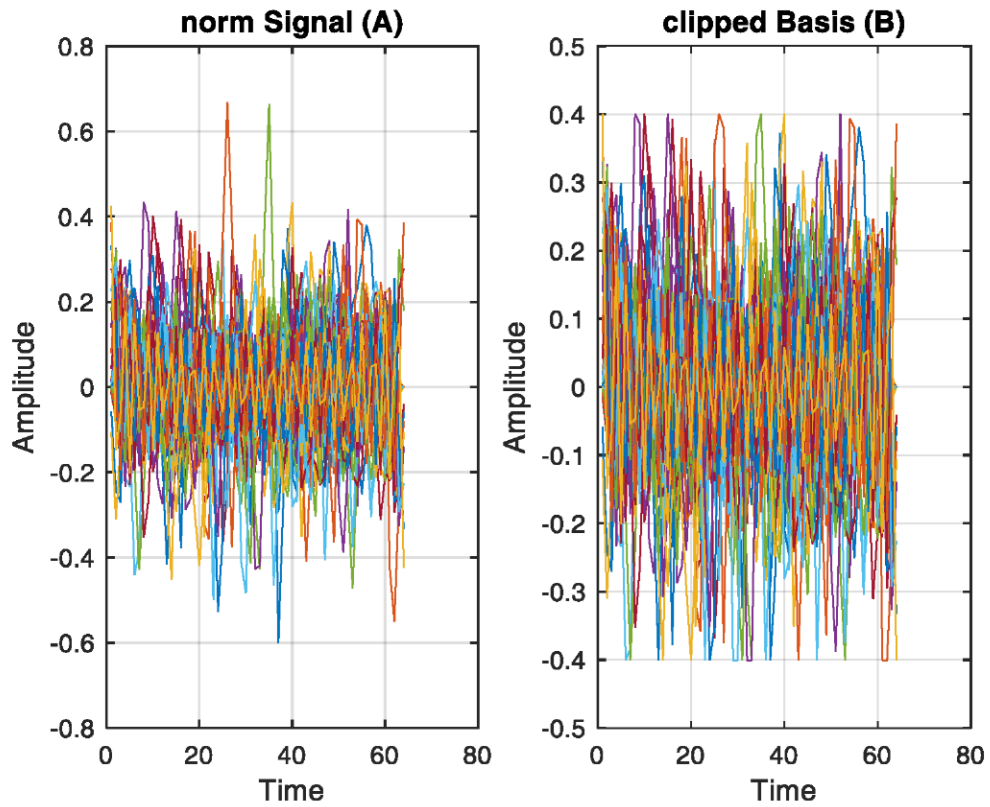


Рис. 43.15. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.6 від Максимуму (60%)

PAPR A = 8.1020 дБ, PAPR B = 8.1749 дБ, PAPR A / PAPR B = 0.9911

Імовірність помилки (BER) = 0

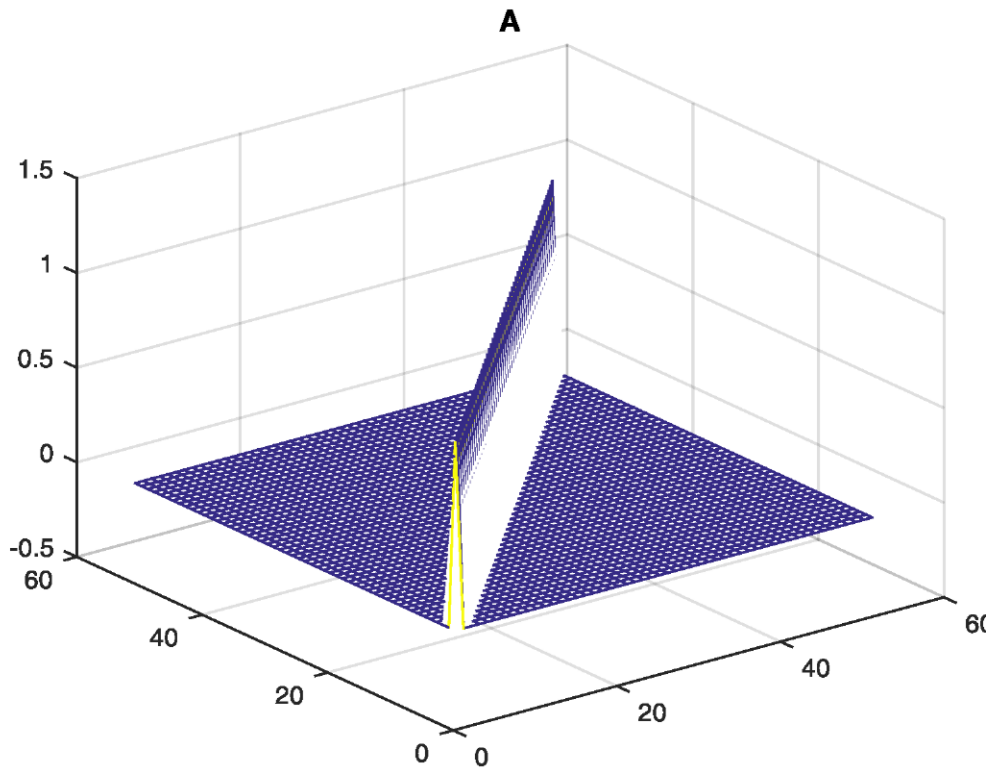


Рис. 3.16. Ортогональність без обмеження

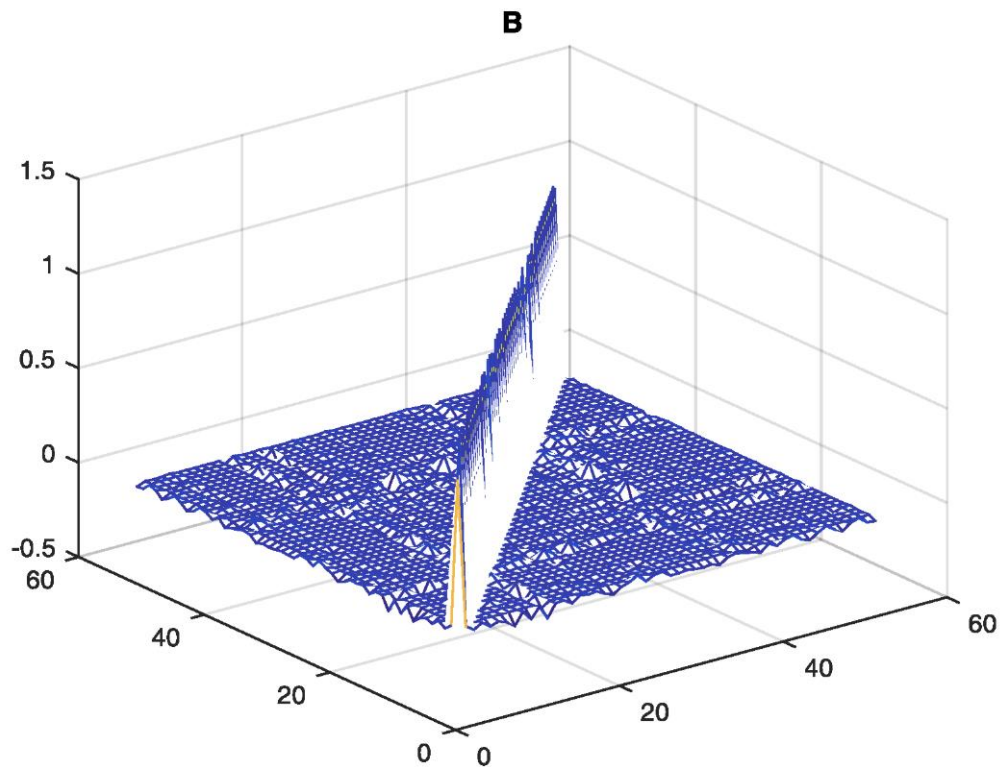


Рис. 3.17. Ортогональність з обмеженням

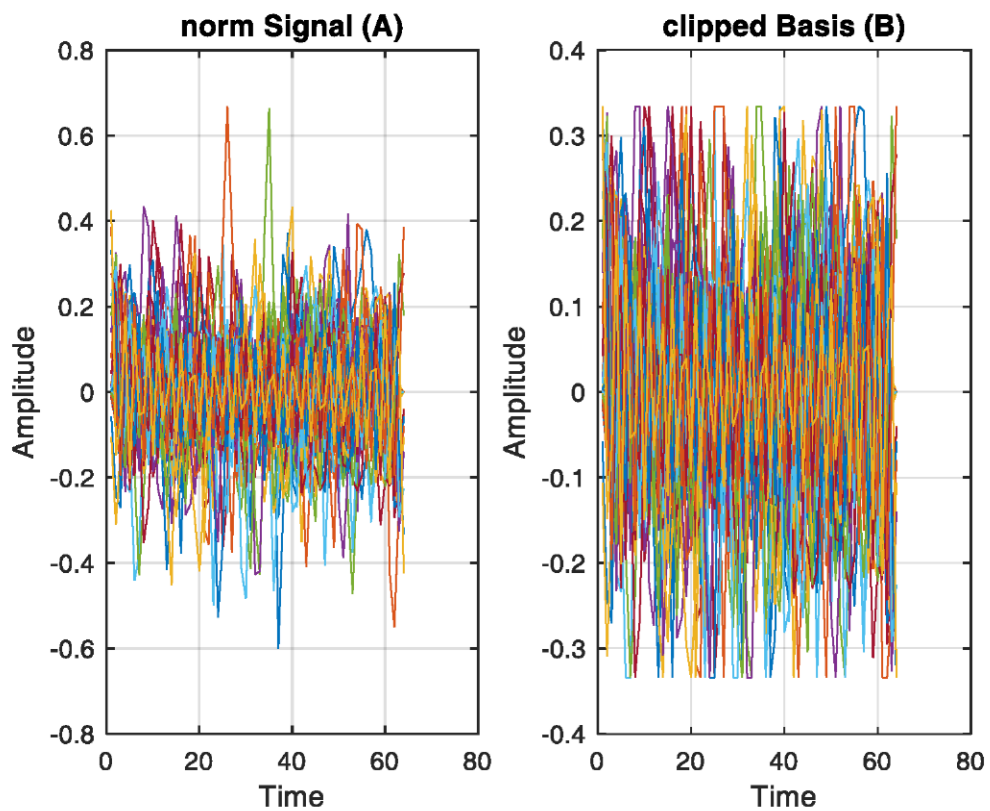


Рис.3.18. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.5 від максимуму (50%)

PAPR А = 8.1049 дБ, PAPR В = 8.2288 дБ, PAPR А / PAPR В = 0.9849

Імовірність помилки (BER) =  $2 \cdot 10^{-5}$

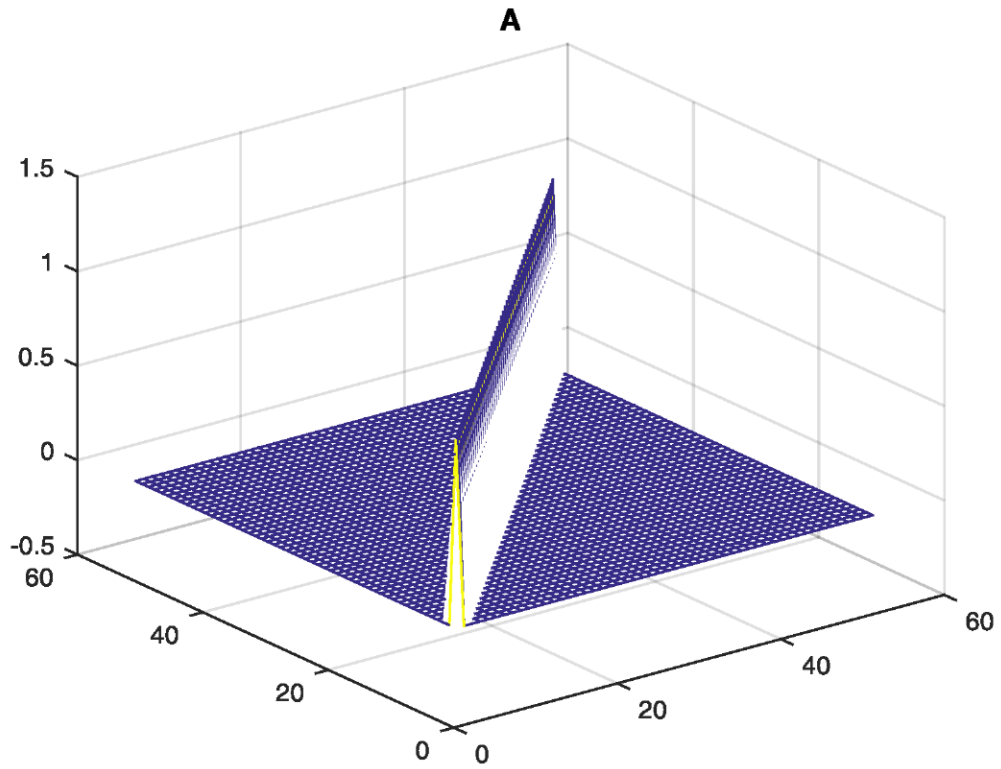


Рис.3.19. Ортогональність без обмеження

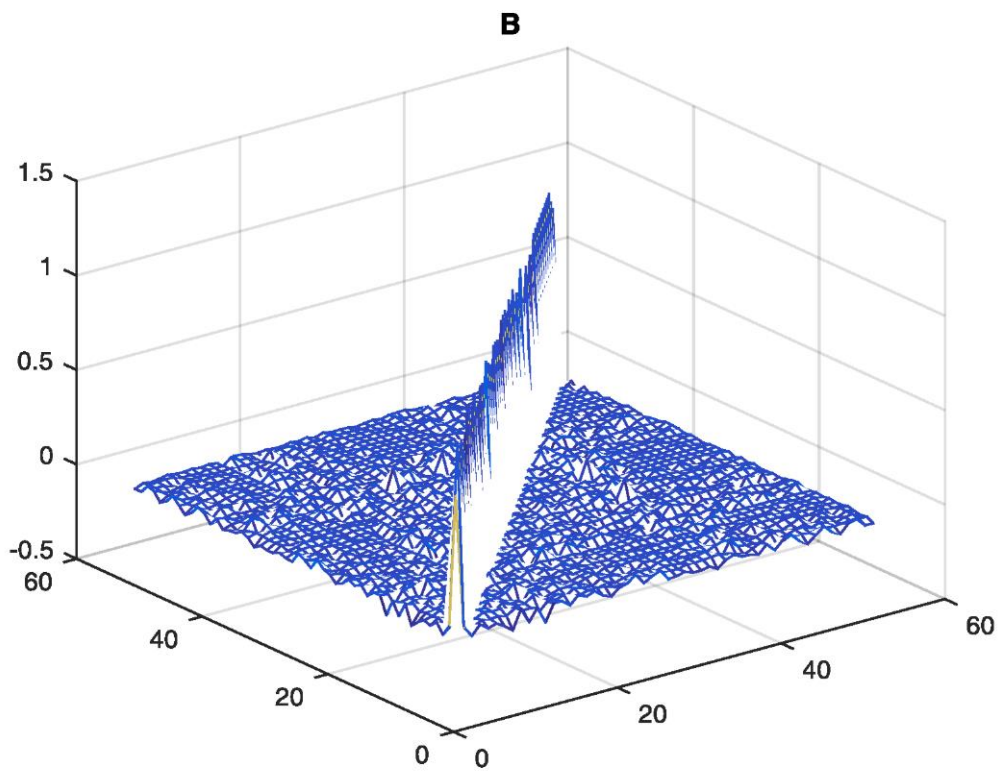


Рис. 3.20. Ортогональність з обмеженням

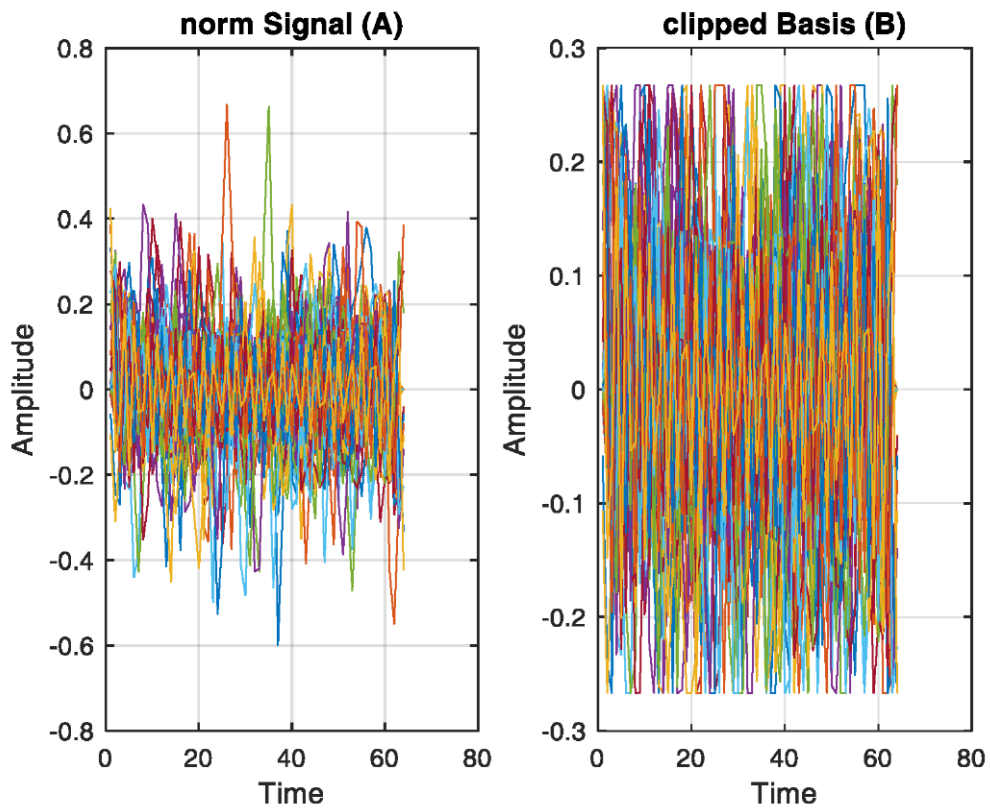


Рис. 3.21. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.4 від максимуму (40%)

PAPR A = 8.1072 дБ, PAPR B = 8.3040 дБ, PAPR A / PAPR B = 0.9763

Імовірність помилки (BER) =  $6.5423 \cdot 10^{-4}$

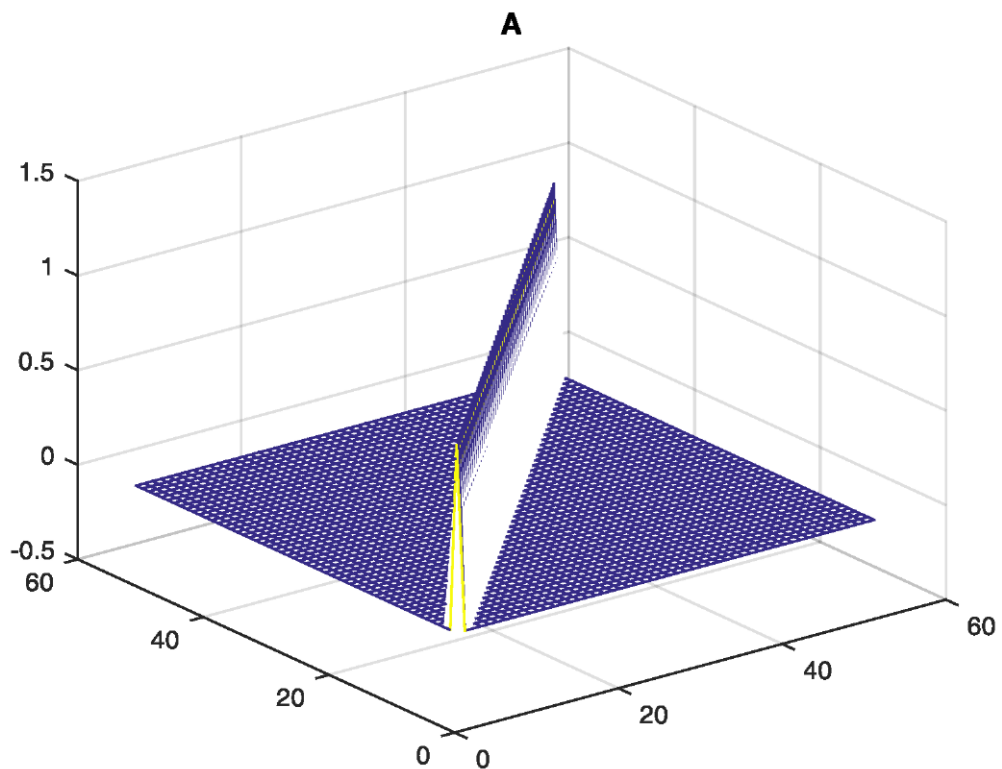


Рис. 3.22. Ортогональність без обмеженням



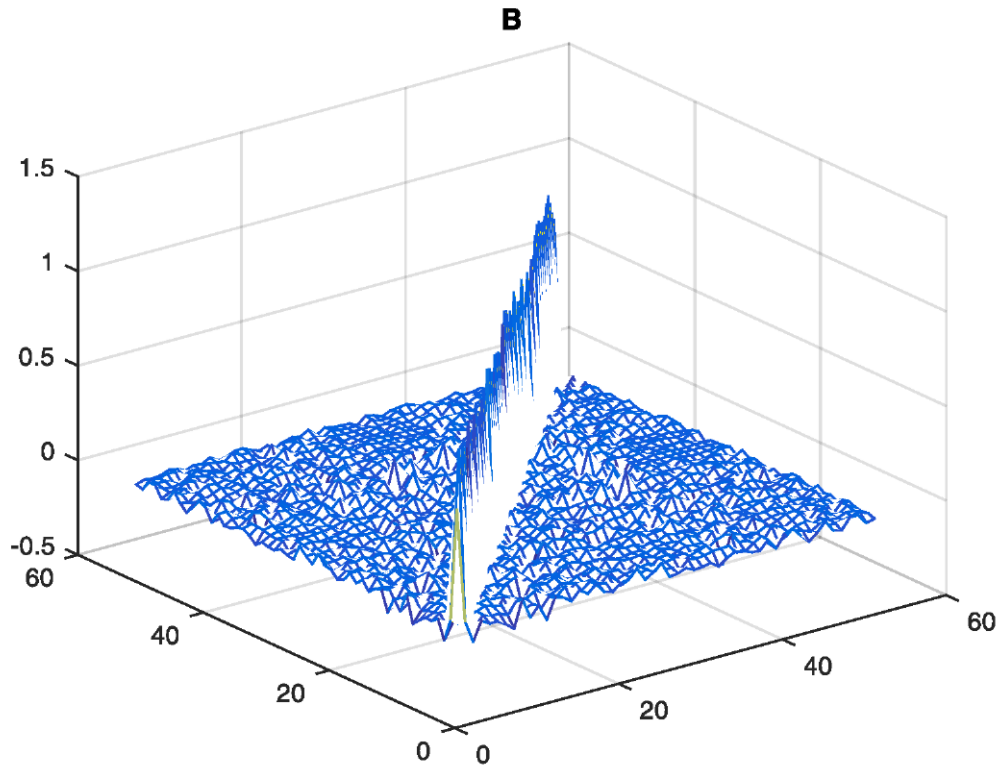


Рис. 3.23. Ортогональність з обмеженням

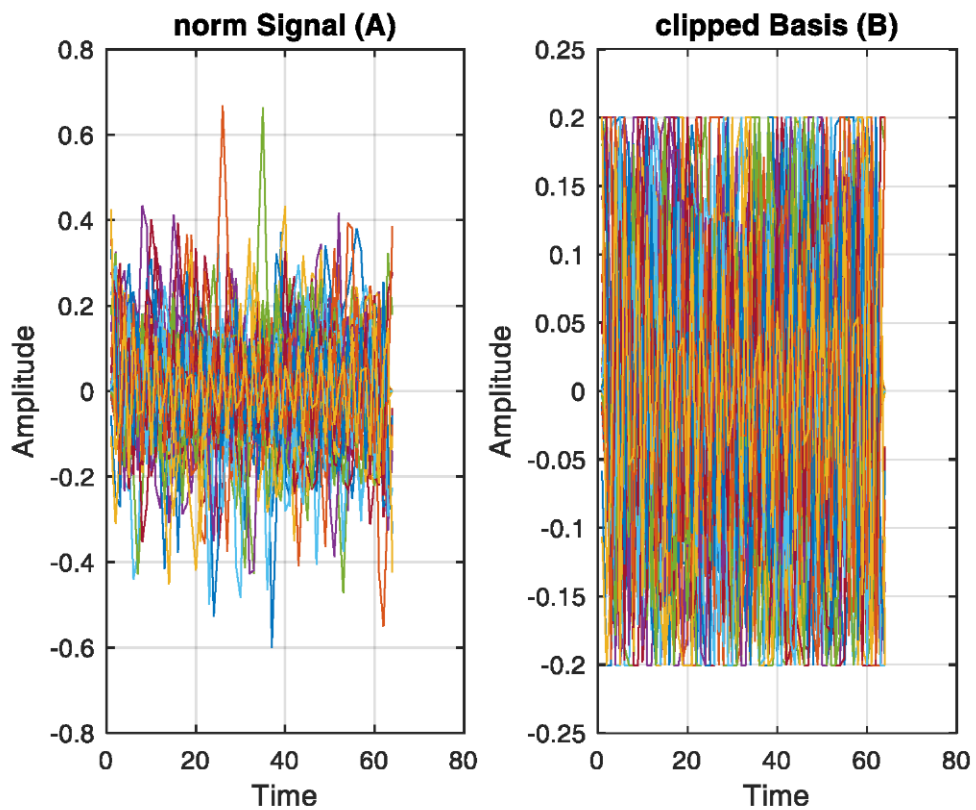


Рис. 3.47. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.3 від максимуму (30%)

PAPR A = 8.1061 дБ, PAPR B = 8.3847 дБ, PAPR A / PAPR B = 0.9668

Імовірність помилки (BER) = 0.0044

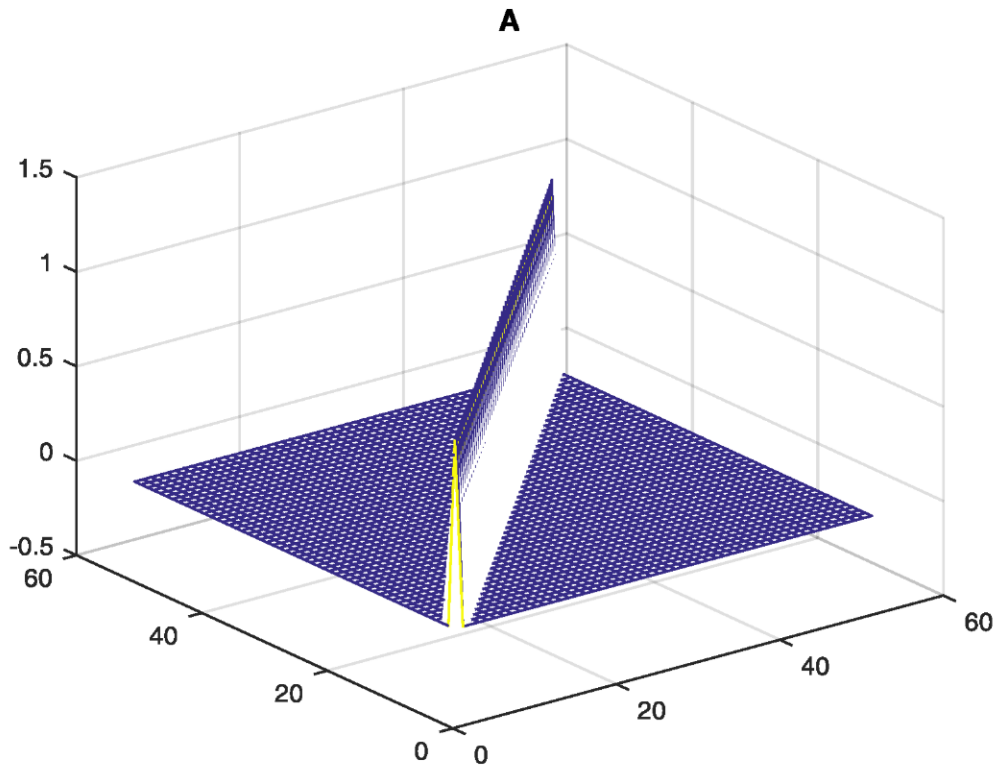


Рис. 3.25. Ортогональність без обмеження

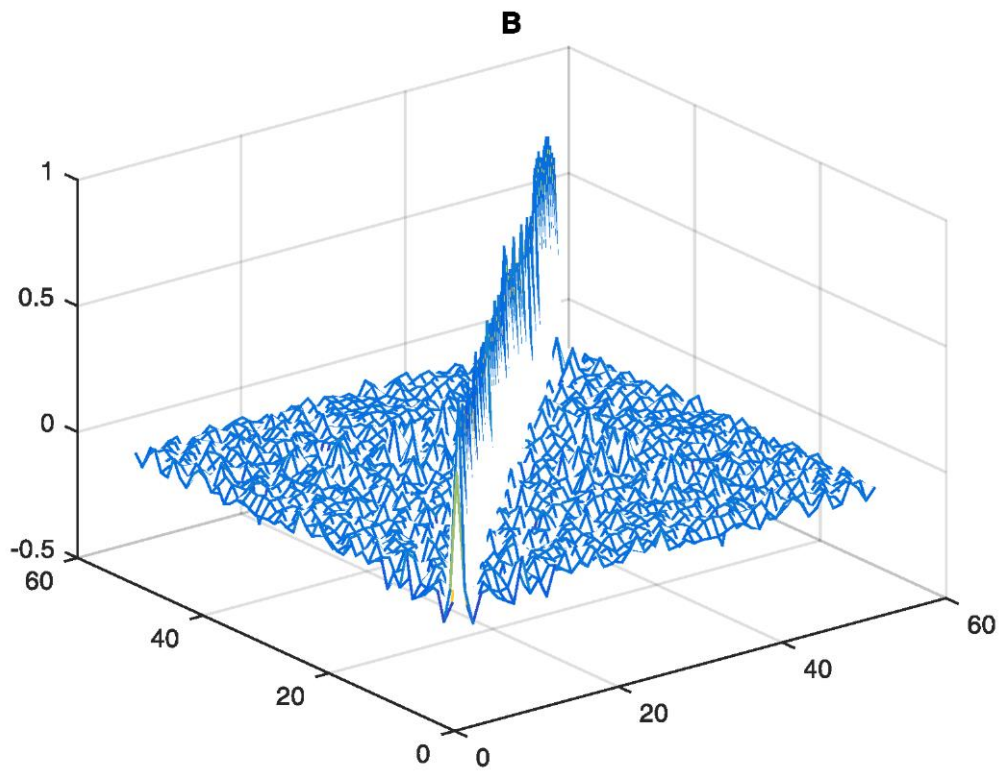


Рис.3.26. Ортогональність з обмеженням



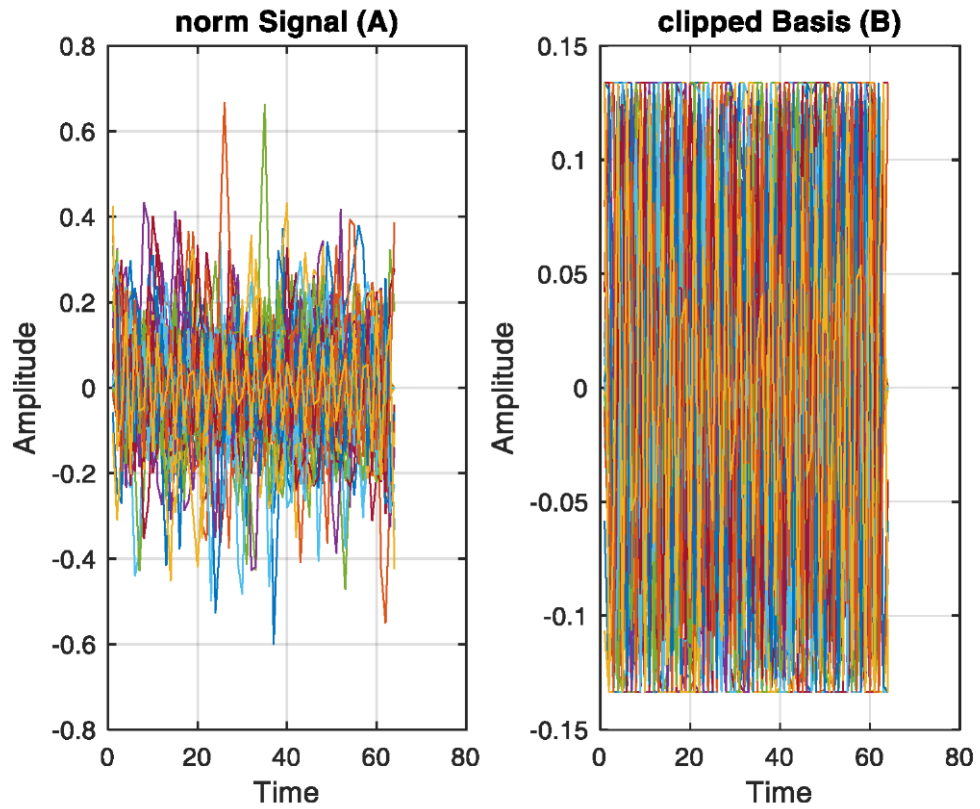


Рис.3.27. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.2 від Максимуму (20%)

PAPR А = 8.0999 дБ, PAPR В = 8.3955 дБ, PAPR А / PAPR В = 0.9648

Імовірність помилки (BER) = 0.0218

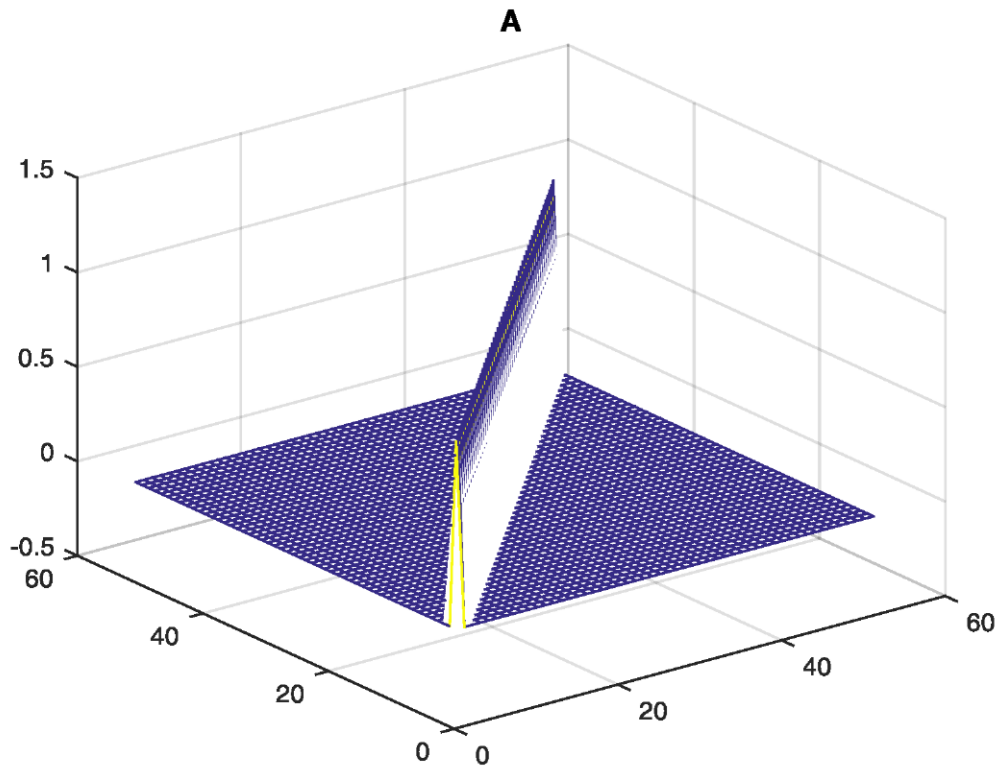


Рис. 3.28. Ортогональність без обмеження

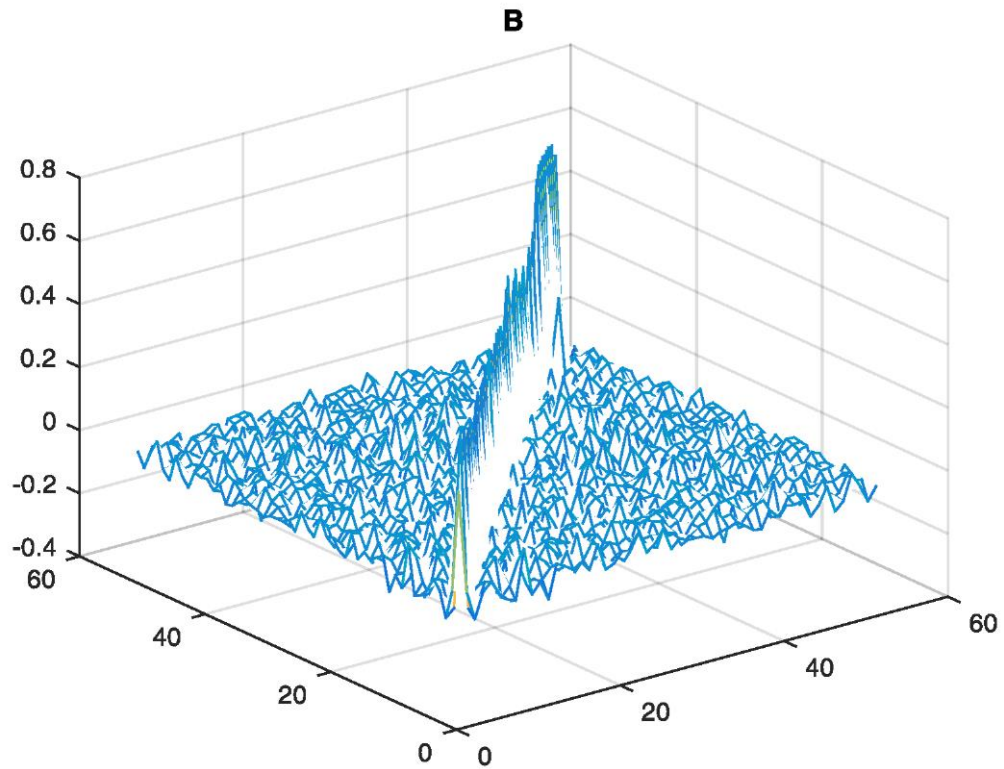


Рис. 3.29. Ортогональність з обмеженням

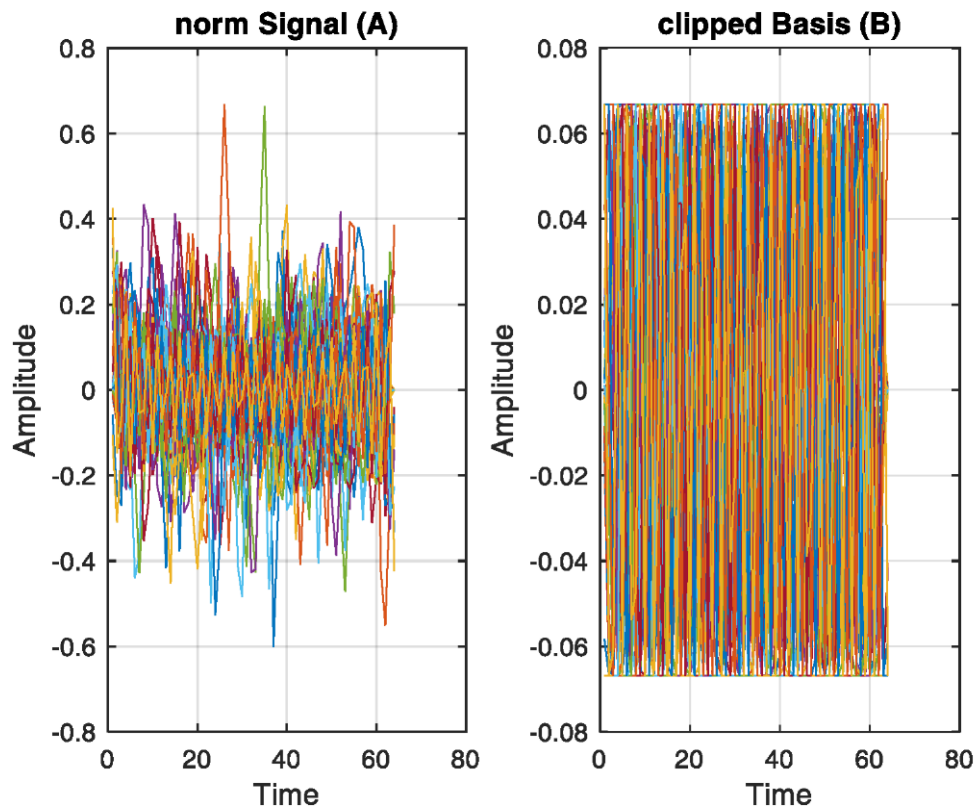


Рис. 3.30. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.1 від максимуму (10%)

$\text{PAPR A} = 8.0975$  дБ,  $\text{PAPR B} = 8.3776$  дБ,  $\text{PAPR A} / \text{PAPR B} = 0.9666$

Імовірність помилки (BER) = 0.0640

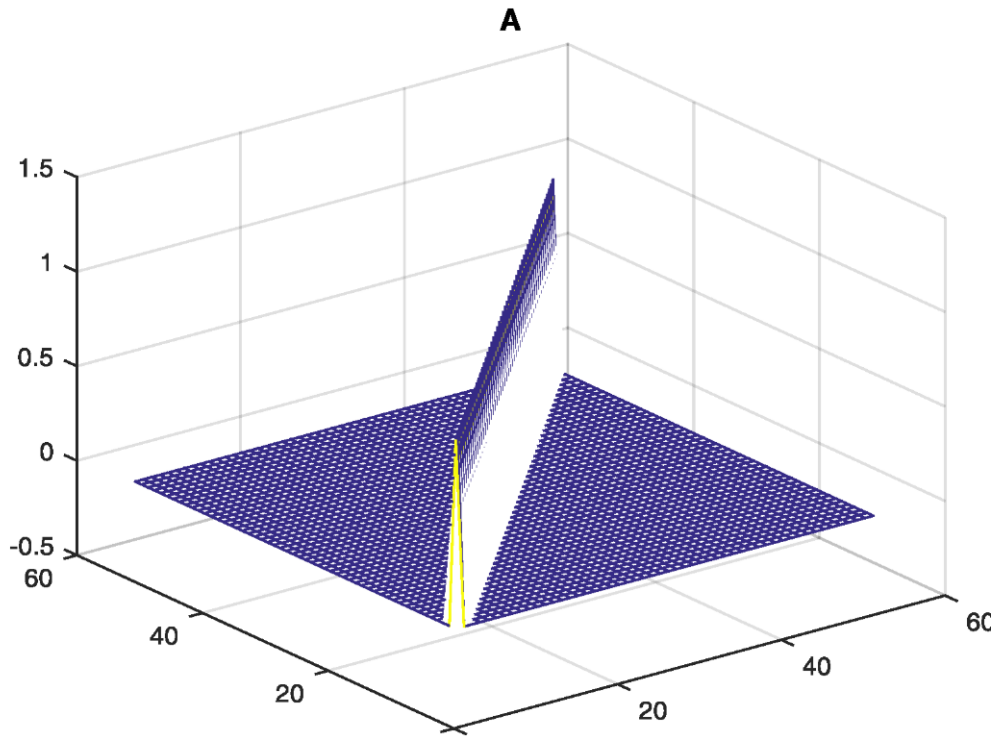


Рис. 3.31. Ортогональність без обмеження

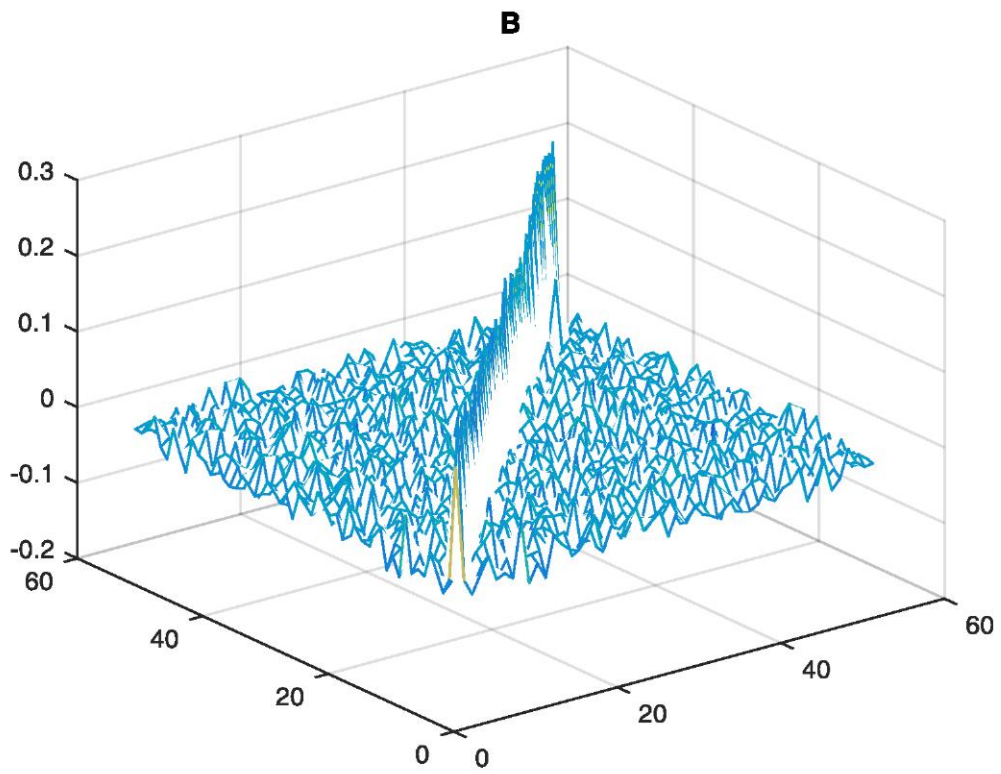


Рис. 3.32. Ортогональність з обмеженням

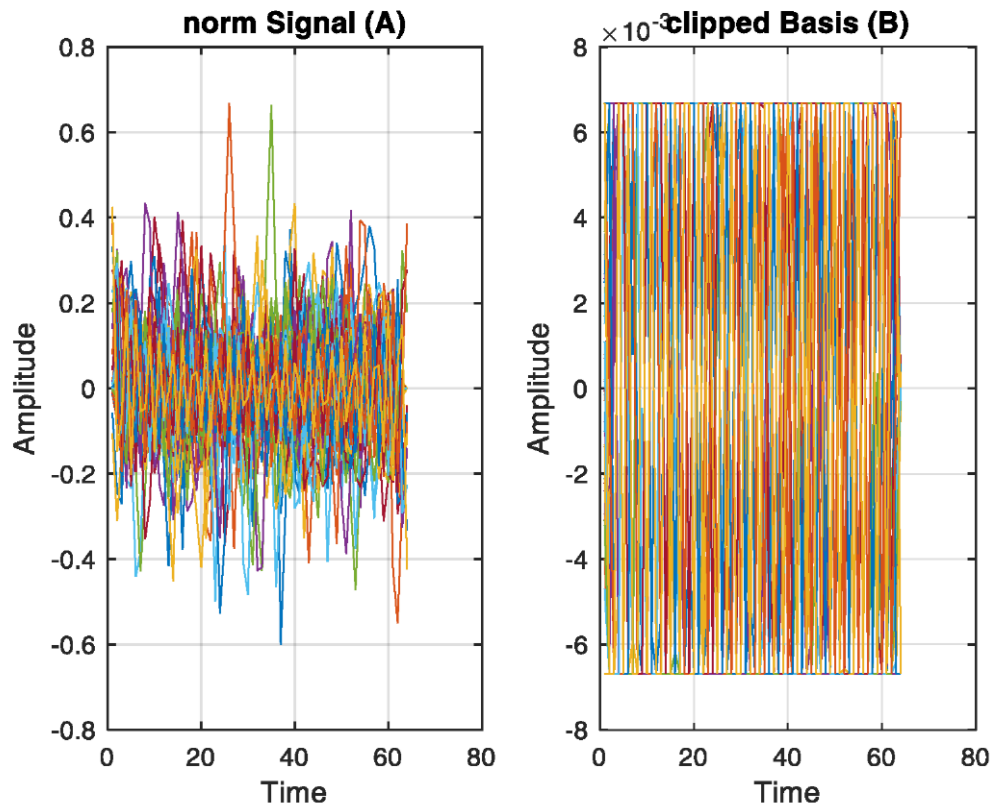


Рис. 3.33. Структури сигналів А (без обмеження) та В (з обмеженням):

Поріг=0.01 від максимуму (1%)

PAPR А = 8.1002 дБ, PAPR В = 8.3078 дБ, PAPR А / PAPR В = 0.9750

Імовірність помилки (BER) = 0.0958

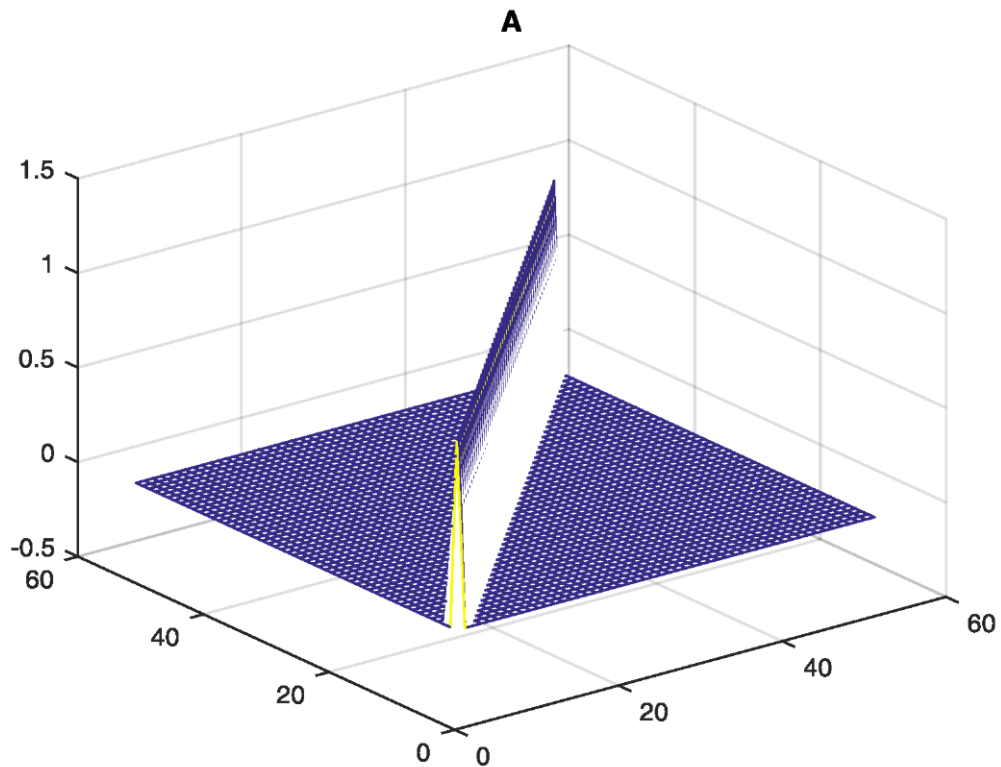


Рис. 3.34. Ортогональність без обмеження

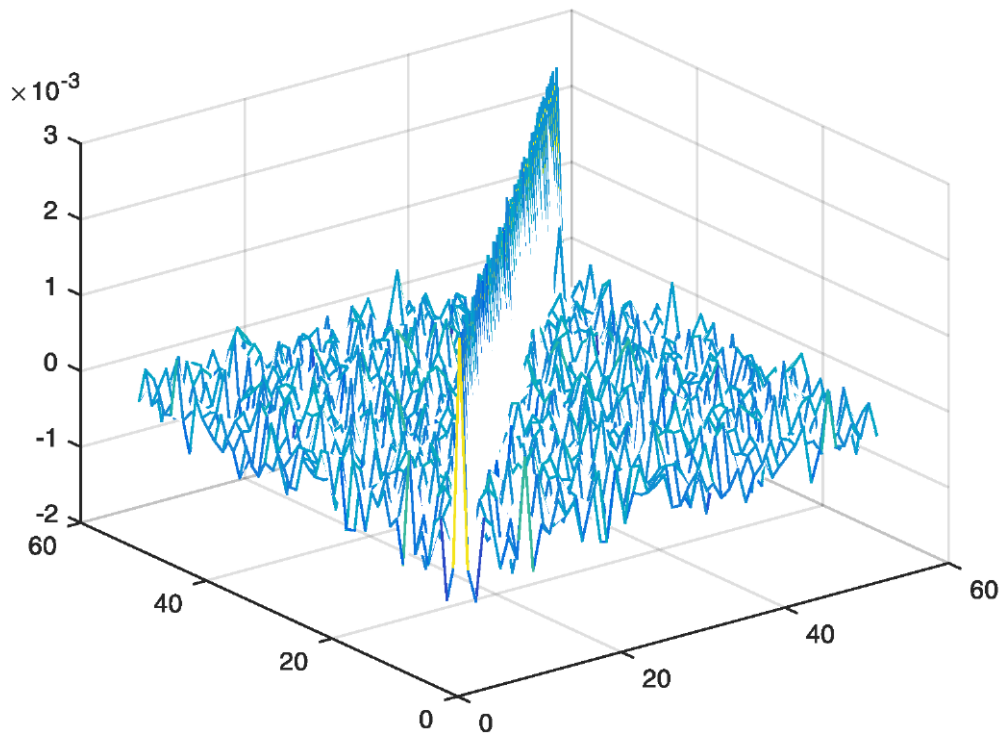


Рис. 3.35. Ортогональність з обмеженням

З отриманих вище рисунків видно, що при зменшенні порогу обмеження втрачається ортогональність сигналу (з'являються взаємні завади). Це підтверджується значеннями ймовірностей помилок BER. Так, при значенні порогу рівному 50% від максимуму ймовірність помилки  $(BER) = 2 \cdot 10^{-5}$ .

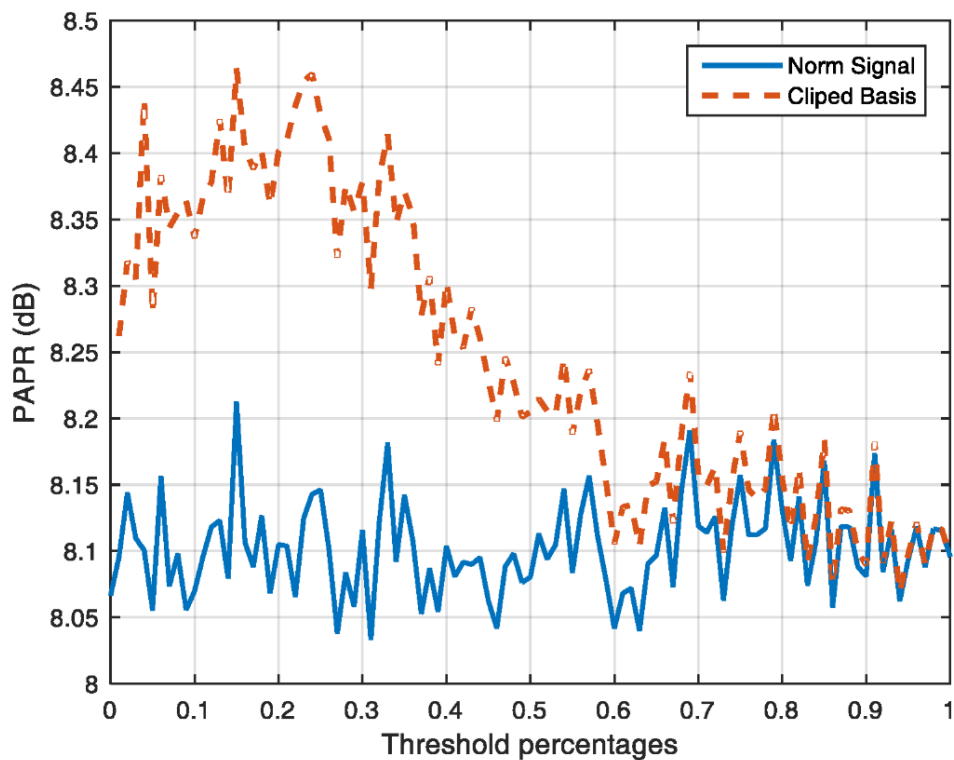


Рис. 3.36. Залежність PAPR від значення порогу обмежувального

На рис.3.36 зображено PAPR сигналу з стисненням на основі власних векторів субсмугової матриці, який обмежений за амплітудою ортогонального базису і без обмежень. Чим нижче поріг обмеження, тим вище значення PAPR. Дані результати показують, що амплітудне обмеження базису сигналу не применшує параметр PAPR. Для точності результатів було проведено 10000 експериментів.

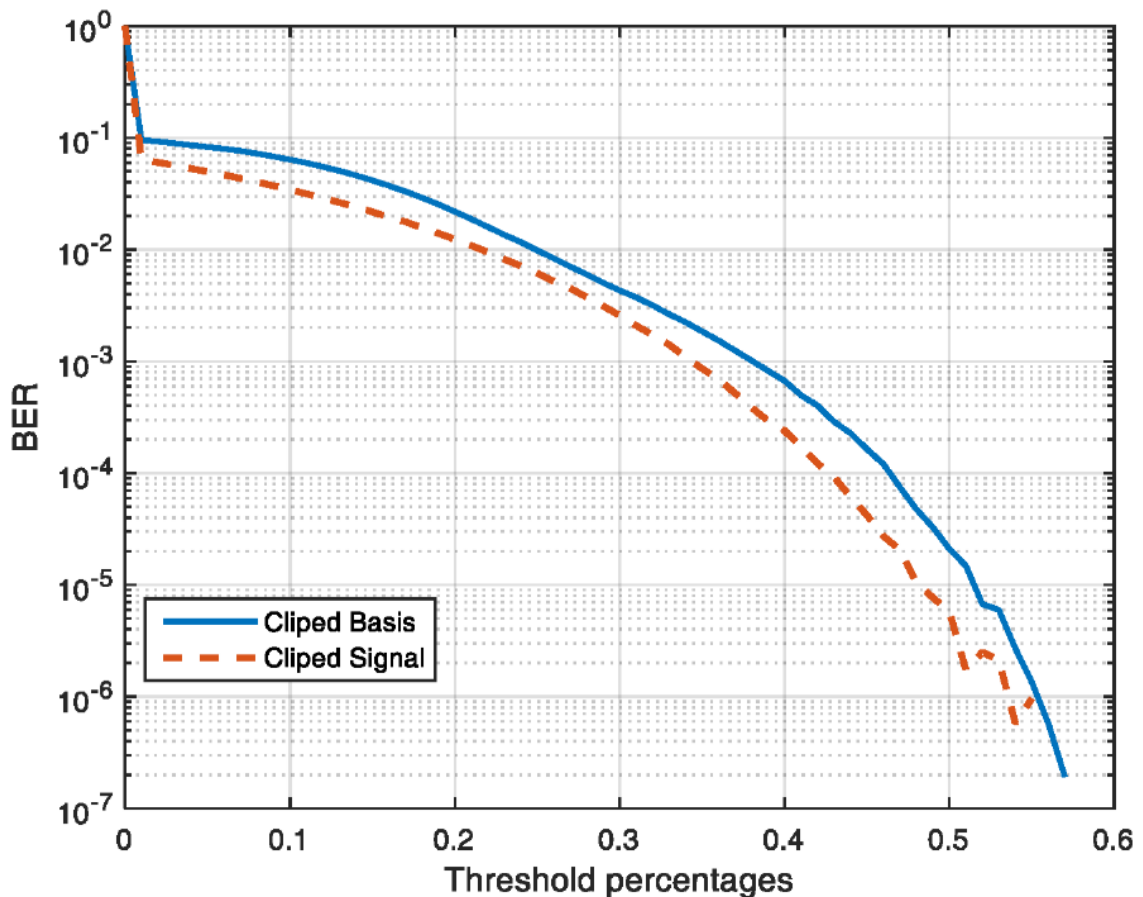


Рис. 3.37. Оцінка ймовірності помилки декодування від величини порогу обмеження

З рис. 3.37 видно, що при амплітудному обмеженні ортогонального базису ймовірність помилки більше, ніж при амплітудному обмеженні сформованого сигналу. Так само ймовірність помилки збільшується при зменшенні порогу обмеження.



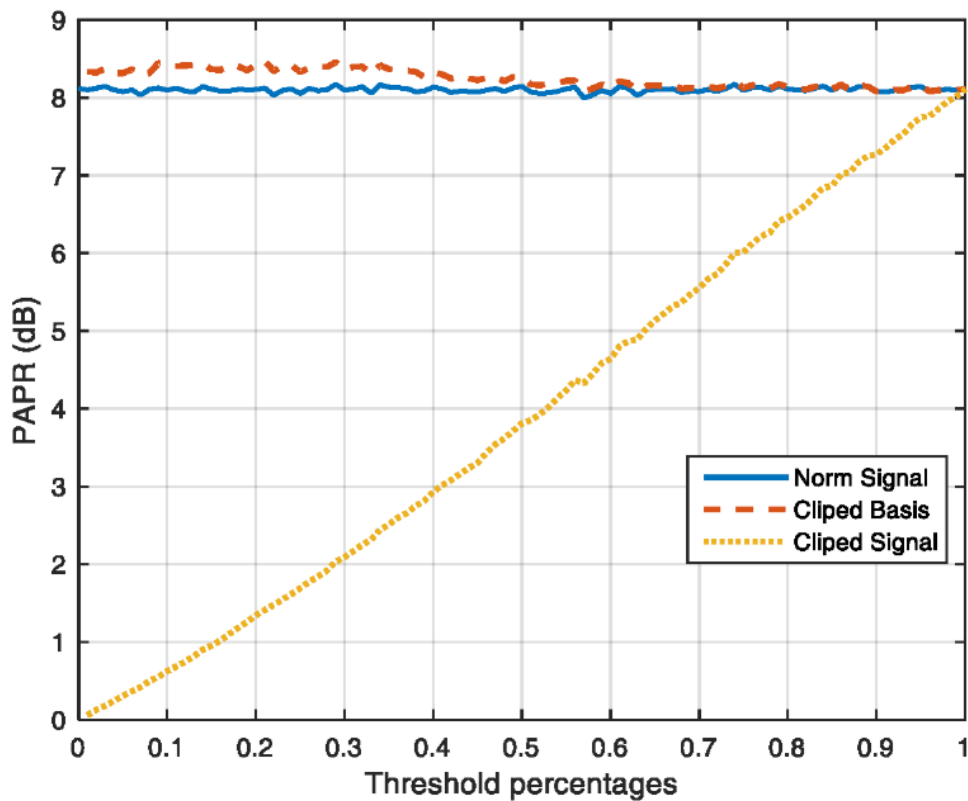


Рис. 3.38. Залежність PAPR від величини порогу обмеження

На основі базису, обмеженого по амплітуді, можна сформувати сигнал, який буде мати оптимальний результат значення PAPR. На рис. 3.38 показано порівняння PAPR сигналів з стисненням на основі власних векторів субсмугових матриць до і після амплітудного обмеження базису самого результуючого сигналу.

З рис. 3.37-3.38 можна стверджувати, що амплітудне обмеження власних векторів субсмугової матриці не знижує значення PAPR і підвищується ймовірність невірної декодування за рахунок втрати ортогональності. Більш ефективний метод зниження PAPR - обмеження амплітуди сформованого сигналу, проте даний метод також підвищує ймовірність невірної декодування на приймальній стороні.

### 3.5. Висновки до розділу 3

У розділі розроблено алгоритмічне забезпечення для формування каналних сигналів і розрахунку параметр PAPR різних видів сигналів.

На основі алгоритмічне забезпечення змодельовано каналні сигнали з стисненням на основі зворотного швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів субсмугових матриць для проведення експериментального дослідження щодо визначення значень PAPR різних сигналів.

За результатами експериментального дослідження встановлено, що сигнал на основі власних векторів субсмугових матриць має менше значення PAPR при однаковій швидкості формування сигналу.

При дослідженні та порівняльному аналізі методу амплітудного обмеження сигналу встановлено, що при амплітудному обмеженні базису параметр PAPR збільшується, при цьому падає ортогональність, а як наслідок знижується і стійкість перед завадами. Вихідний сигнал має найменше значення PAPR, але при цьому містить високу ймовірність помилки при передачі сигналу.



## РОЗДІЛ 4

## ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

## 4.1. Охорона праці

В процесі проведення НДР із застосування системи цифрового зв'язку, яка підключена до електромережі 220 В, може виникнути електротравматизм як факторів негативного впливу на умови праці обслуговуючого персоналу при роботі із системою. Тому розробка рекомендацій по питанням охорони праці щодо мінімізації негативного впливу електричного струму на обслуговуючий персонал при роботі із системи цифрового зв'язку із застосуванням стандарту ГОСТ 12.1.009-76. «ССБТ. Електробезпека. Терміни і визначення» та ГОСТ 12.1.038-88 «Электробезопасность. Предельно допустимые значения напряжений прикосновения и токов» є актуальною інженерною задачею.

Струм, який проходить крізь людину, є головним ушкоджуючим фактором при електротравмі. Згідно з ГОСТ 12.1.009-76 розрізняють три ступені впливу струму при проходженні через організм людини (змінний струм) [33]:

- відчутний струм – початок болісних відчуттів (до 0-1,5 мА);
- невідпускний струм – судоми і біль, важке дихання (10-15 мА);
- фібриляційний струм – фібриляція серця при тривалості дії струму 2-3с, параліч дихання (90-100 мА).

Основні причини нещасних випадків від дії електричного струму під експлуатації системи цифрового зв'язку:

- випадковий дотик до струмопровідних частин пристрою, що перебувають під напругою;
- поява напруги дотику на металевих конструктивних частинах системи (корпусах) у результаті пошкодження ізоляції або з інших причин;

Гранично допустимі значення напруги доторкання та сили струму для нормального (безаварійного) та аварійного (пристрій має певні пошкодження) режимів пристрою при проходженні струму через тіло людини по шляху „рука - рука” чи „рука - ноги” регламентуються ГОСТ 12.1.038-88 (табл. 4.1 та 4.2).

**Граничнодопустимі значення напруги та сили струму, що проходить через тіло людини при нормальному режимі системи**

Вид струму	$U_{\text{доп}}$ , В (не більше)	$I$ , мА (не більше)
Змінний, 50 Гц	2	0,3
Постійний	8	1

При виконанні роботи в умовах високої температури (більше 25 °С) і відносної вологості повітря (більше 75 %) значення табл. 4.1 необхідно зменшити у три рази.

Таблиця 4.2

**Граничнодопустимі значення струму, що проходять через тіло людини при аварійному режимі системи**

Вид струму	Нормоване значення	Тривалість дії струму $t$ , с
Змінний, 50 Гц, $U_{\text{доп}}$ , В (не більше) $I$ , мА (не більше)	0,1 500 500	0,2; 0,5; 0,7; 1,0; Більше 1,0 250; 100; 70; 50; 36 250; 100; 70; 50; 6
Постійний $U_{\text{доп}}$ , В (не більше) $I$ , мА (не більше)	500 500	400; 250; 230; 200; 40 400; 250; 230; 200; 15

Електробезпека згідно ГОСТ 12.1.009-76 та ГОСТ 12.1.038-88 – це система організаційних і механічних заходів і засобів, які забезпечують захист людей від шкідливої і небезпечної дії електричного струму.

Основними заходами захисту від ураження електричним струмом при експлуатації системи цифрового зв'язку:

- забезпечення недоступності струмопровідних частин, що перебувають під напругою, для випадкового дотику;
- усунення небезпеки ураження з появою напруги на корпусі системи, що досягається захисним заземленням або захисним відключенням;
- захист від випадкового дотику до струмопровідних частин системи застосуванням кожухів або подвійної ізоляції;
- контроль і профілактика пошкоджень ізоляції системи;
- компенсація ємнісної складової струму замикання на землю;
- організація безпечної експлуатації системи.

Профілактика пошкоджень ізоляції системи цифрового зв'язку спрямована на забезпечення її надійної роботи. Насамперед необхідно виключити механічні пошкодження, зволоження, хімічний вплив, запилення, перегріву. Але навіть у нормальних умовах ізоляція поступово втрачає свої початкові властивості, "старіє". З часом розвиваються місцеві дефекти. Опір ізоляції починає різко зменшуватися, а струм витoku - непропорційно зростати. У місці дефекту з'являються часткові розряди струму, ізоляція вигорає. Відбувається так званий пробій ізоляції, внаслідок чого виникає коротке замикання, що, у свою чергу, може спричинити пожежу чи ураження людей струмом. Щоб підтримувати діелектричні властивості ізоляції пристрою, необхідно систематично виконувати профілактичні випробування, огляди, видаляти непридатну ізоляцію і замінити її.

Таким чином, врахувавши вище сформульовані рекомендації по питанням охорони праці при експлуатації системи цифрового зв'язку, буде забезпечено небезпечні умови праці обслуговуючого персоналу.

#### 4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях

Основними складовими безпеки праці на виробництві системи цифрового зв'язку, зокрема персоналу цехів та лабораторій, є безпечне виробниче обладнання, безпечні технологічні процеси та організація безпечного виконання робіт.

Вимоги безпеки до виробничого обладнання конкретних груп, видів, моделей розробляються відповідно до вимог ГОСТ 12.2.003-91 з урахуванням призначення, виконання та умов його експлуатації.

Безпека виробничого обладнання забезпечується:

- ◆ вибором принципів дії, джерел енергії, параметрів робочих процесів;
- ◆ мінімізацією енергії, що споживається чи накопичується;
- ◆ застосуванням вмонтованих в конструкцію засобів захисту та інформації про можливі небезпечні ситуації;
- ◆ застосуванням засобів автоматизації, дистанційного керування та

контролю;

◆ дотримання ергономічних, обмеженням фізичних і нервово психологічних навантажень працівників.

Виробниче обладнання, при роботі як самостійно, так і в складі технологічних комплексів, повинно відповідати вимогам безпеки впродовж всього періоду його експлуатації.

Виробниче обладнання, робота якого супроводжується виділенням шкідливих речовин чи мікроорганізмів або пожежо- та вибухонебезпечних речовин, повинно включати вмонтовані пристрої для локалізації цих виділень. При відсутності таких пристроїв, в конструкції обладнання мають бути передбачені місця для підключення автономних пристроїв локалізації виділень. За необхідності згадані пристрої мають бути виконані з урахуванням чинних вимог щодо стану повітря робочої зони та захисту довкілля.

Якщо виробниче обладнання є джерелом шуму, ультра та інфразвуку, вібрації, виробничих випромінювань (електромагнітних, лазерних тощо), то воно повинно бути виконано таким чином, щоб дія на працюючих перерахованих шкідливих виробничих факторів не перевищувала меж, встановлених відповідними чинними нормативами.

Однією із складових безпеки виробничого обладнання є конструкція робочого місця, його розміри, взаємне розміщення органів управління, засобів відображення інформації, допоміжного обладнання тощо. При розробці конструкції робочого місця слід дотримуватись вимог ГОСТ 12.2.032-78, ГОСТ12.2.033-84, ГОСТ12.2.049-80, ГОСТ12.2.061-81 та інших чинних нормативів. При цьому розміри робочого місця і його елементів мають забезпечувати виконання операцій в зручних робочих позах і не ускладнювати рухи працюючих. Перевагу слід віддавати виконанню робочих операцій в сидячому положенні, або чередуванні положень сидячи і стоячи - якщо виконання робіт не вимагає постійного переміщення працівника. Конструкція крісла і підставки для ніг мають відповідати ергономічним вимогам.

Повне чи часткове припинення енергопостачання з наступним його відновленням, а також пошкодження мережі управління енергопостачанням не

повинно призводити до виникнення небезпечних ситуацій.

Засоби захисту, що входять в конструкцію виробничого обладнання, повинні: забезпечувати можливість контролю їх функціонування; виконувати своє призначення безперервно в процесі роботи обладнання; діяти до повної нормалізації відповідного небезпечного чи шкідливого фактора, що спричинив спрацювання захисту; зберігати функціонування при виході із ладу інших засобів захисту. За необхідності включення засобів захисту до початку роботи виробничого обладнання, схемою управління повинні передбачатись відповідні блокування тощо.

Основними вимогами безпеки до технологічних процесів є: усунення безпосереднього контакту працюючих з вихідними матеріалами, заготовками, напівфабрикатами, готовою продукцією та відходами виробництва, що є вірогідними чинниками небезпек; заміна технологічних процесів та операцій, що пов'язані з виникненням небезпечних та шкідливих виробничих факторів, процесами і операціями, за яких зазначені фактори відсутні або характеризуються меншою інтенсивністю; комплексна механізація та автоматизація виробництва, застосування дистанційного керування технологічними процесами і операціями при наявності небезпечних та шкідливих виробничих факторів; герметизація обладнання; застосування засобів колективного захисту працюючих; раціональна організація праці та відпочинку з метою профілактики монотонності й гіподинамії, а також обмеження важкості праці; своєчасне отримання інформації про виникнення небезпечних та шкідливих виробничих факторів на окремих технологічних операціях (системи отримання інформації про виникнення небезпечних та шкідливих виробничих факторів необхідно виконувати за принципом пристроїв автоматичної дії з виводом на системи попереджувальної сигналізації); впровадження систем контролю та керування технологічним процесом, що забезпечують захист працюючих та аварійне відключення виробничого обладнання; своєчасне видалення і знешкодження відходів виробництва, що є джерелами небезпечних та шкідливих виробничих факторів, забезпечення пожежної й вибухової безпеки.

Рівні небезпечних та шкідливих виробничих факторів на робочих місцях повинні відповідати вимогам стандартів безпеки за видами небезпечних та шкідливих факторів. Робочі місця повинні мати рівні та показники освітленості, встановлені діючими будівельними нормами та правилами СНиП II-4 - 79/85.

#### 4.3. Висновки до розділу 4

У підрозділі з охорони праці сформульовані рекомендації по охорони праці з питань електробезпеки обслуговуючого персоналу при експлуатації системи цифрового зв'язку, буде забезпечено безпечні умови праці при експлуатації блоку і тим самим мінімізовано ризик ушкодження персоналу електричним струмом.

У підрозділі з безпеки в надзвичайних ситуаціях описано заходи особистої безпеки персоналу цехів, лабораторії по виготовленню системи цифрового зв'язку.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У роботі розв'язано актуальну задачу розробки методу та алгоритму мінімізації PAPR різних сигналів у системах цифрового зв'язку.

Отримано такі результати:

1. Проаналізовано існуючі методи мінімізації показників PAPR різних видів сигналів у цифрових системах зв'язку чим визначено напрям наукового дослідження.

2. Розроблено алгоритмічне забезпечення для формування каналних сигналів різного виду ортогонального частотного ущільнення, що уможливило проведення подальшої процедури розрахунку показнику PAPR.

3. Змодельовано каналні сигнали з стисненням на основі зворотного швидкого перетворення Фур'є (OFDM) і на основі власних векторів матриць субсмугових, що уможливило процес проведення експериментального дослідження щодо визначення значень PAPR різних сигналів.

4. На підставі розрахованих значень PAPR для модельованих сигналів встановлено, що сигнал на основі власних векторів субсмугових матриць на відміну від сигналів OFDM має менші значення PAPR при однаковій швидкості формування сигналів.

5. За результатами моделювання методу мінімізації PAPR на основі амплітудного обмеження сигналу встановлено, що:

- при амплітудному обмеженні базису параметр PAPR збільшується, а ортогональність знижується, що в загальному призводить до зниження стійкості щодо впливу завад.

- вихідний сигнал має найменше значення PAPR та містить високу ймовірність помилки при передачі сигналу.

- метод обмеження амплітуди не є найкращим способом мінімізації параметра PAPR для сигналів на основі власних векторів субсмугової матриці.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.-1104 с.
2. IEEE Std 802.16e™-2005.
3. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В., Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - Москва: Техносфера, 2005, 592 с.
4. Lawrey E. Multiuser OFDM. // Fifth International Symposium on Signal Processing and its Applications, IS SPA r99, Brisbane, Australia, 1999.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. - М.: Радио и связь, 2000. -502 с.
6. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В., Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - Москва: Техносфера, 2005, 592
7. Харкевич А.А. Борьба с помехами [Текст] / А.А. Харкевич - М.: Наука, 1965 - 280 с.
8. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи [Текст] / И.В. Шахнович изд. 2-е, исп. и доп. - М.: Техносфера, 2006 - 288 с
9. J.A. Davis, J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller Codes," IEEE Transactions on information theory, vol. 45, no. 7, November 1999.
10. OFDM for wireless communications systems / Ramjee Prasad. p. cm— (Artech House universal personal communications series) Includes bibliographical references and index
11. Кантор Л.Я. и др. Спутниковая связь и вещание. Справочник. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1988. - 344 с.
12. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб.пособие для вузов/ В.А.Борисов, В.В.Калмыков, Я.М.Ковальчук и др.; Под ред. В.В.Калмыкова.- М.: Радио и связь, 1990.-304 С.



13. L. Wang, C. Tellambura, "An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems," *Signal Processing and Information Technology*, 2006 IEEE International Symposium on, Aug. 2006, Page(s): 840 -845
14. H. Ochiai, H. Imai, "Performance of block codes with peak power reduction for indoor multicarrier systems," *IEEE VTC'98*, 1998
15. S. Shepherd, J. Orriss, S. Barton, "Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division, multiplex modulation," *IEEE Transactions on communications*, vol. 46, no. 1, January 1998.
16. J.A. Davis, J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller Codes," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 45, no. 7, November 1999.
17. K. Sathanathan, C. Tellambura, "Coding to reduce both PAR and PICR of an OFDM signal," *IEEE Communication letters*, vol. 6, no. 8, August 2002.
18. Рашич А. В. Моделирование радиосистем передачи информации сетей беспроводного доступа / А. В. Рашич. — Деп. В ЦВНИ МО РФ, сборник рефератов, серия Б, выпуск №74, 2006. — 5 с.
19. Рашич А. В. Применение блочного кодирования для снижения пик-фактора сигналов с OFDM / А. В. Рашич, С. Б. Макаров // *Труды СПбГТУ № 507*. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2008. — С. 170—178.
20. Рашич А. В. Снижение пик-фактора сигналов с ортогональным частотным уплотнением / А. В. Рашич, С. Б. Макаров // *Научно-технические ведомости СПбГПУ № 2(55)/2008*. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2008. — С. 79—84.
21. Рашич А. В. Способы нахождения подмножеств OFDM-сигналов с одинаковым пик-фактором / А. В. Рашич, Д. С. Избенников. — Деп. В ЦВНИ МО РФ, сборник рефератов, серия Б, выпуск №83. — 2008. — 5 с.
22. Рашич А. В. Формирование подмножеств OFDM-сигналов с одинаковым пик-фактором / А. В. Рашич, Д. В. Салкж // *10-я Санкт-Петербургская международная конференция Межрегиональная информатика-2006. Труды конференции*. — СПб. : СПОИСУ, 2007. — С. 152—156.
23. Рашич А. В. Снижение пик-фактора OFDM-сигналов с помощью

блочного кодирования / А. В. Рашич, С. Б. Макаров, Д. В. Салкж // 12-я Санкт-Петербургская международная конференция Межрегиональная информатика-2008. Труды конференции. — СПб. : СПОИСУ, 2008. — С. 141—146.

24. Рашич А. В. Метод формирования спектрально-эффективных OFDM-сигналов на основе неортогональных базисных функций / А. В. Рашич, С. Б. Макаров // Научно-технические ведомости СПбГПУ № 2(76)/2009. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2009. — С. 94—98.

25. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. - М.: Радио и связь, 2000. -502 с.

26. Банкет В.Л., Дорофеев А.В. Цифровые методы в спутниковой связи. -М.: Радио и связь, 1988.- 239с.

27. Аджемов С.С., Кастейянос Г.Ц., Смирнов Н.И. Перспективы применения частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой//Зарубежная радиоэлектроника. -1987. -№9 .С.3-9.

28. Протопопов Л.Н. Синтез оптимальных периодических сигналов с фазовой модуляцией//Радиотехника и электроника. -1980.-Т.25, №2, - С.329-335.

29. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника/ Пер. С чешек. Под ред. Л.С.Виленчика.-М.: Радио и связь, 1990,-528с.

30. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех—Л.: ВАС, 1990. 302 с.

31. Бураченко Д.Л., Юрченко Ю.П. Эффективность использования базы широкополосного сигнала. // Техника средств связи, сер. ТРС, 1987. №4, с. 1523.

32. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. - М.: Наука. Главная редакция физ-мат. литературы, 1981.

33. Бабков В.Ю., Никитин А.Н., Осенний К.Н., Сивере М.А. Системы связи с кодовым разделением каналов - СПб: ТРИАДА, 2003 — 293 с.

34. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - 2-е изд., перераб. и доп.

- М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.

35. Пугачев В.С. Теория вероятностей и математическая статистика. — М.: Наука, 1979

36. С.Х.Мэзон, Г.Циммерман. Электронные цепи, сигналы и системы.: Пер. с англ./М.:Издательство иностранной литературы. 1963г.
37. Пестряков В.В., Белоцкий А.К., Журавлев В.И., Сердюков П.Н. Дискретные сигналы с непрерывной фазой: теория и практика. Зарубежная радиоэлектроника.-1988.- №4.-С. 16-37.
38. Протопопов Л.Н. Синтез оптимальных периодических сигналов с фазовой модуляцией//Радиотехника и электроника. -1980.-Т.25, №2, - С.329-
39. 335.
40. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника/ Пер. С чешек. Под ред. Л.С.Виленчика.-М.: Радио и связь, 1990,-528с.
41. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб.пособие для вузов/ В.А.Борисов, В.В.Калмыков, Я.М.Ковальчук и др.; Под ред. В.В. Калмыкова.- М.: Радио и связь, 1990.-304 С.
42. Андреев А.М., Баушев С.В., Зайцев И.Е., Яковлев А.А. Состояние теории и практики использования сигналов с частичным откликом//Зарубежная радиоэлектроника.-1992,- №9.-С.57-83.
43. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - 2-е изд., перераб. и доп. - М. : Сов. радио, 1970. — 728 с.
44. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М. : Радио и связь, 1983.320 с.
45. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. — М. : Радио и связь, 1982.-624 с.
46. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. - М. : Связь, 1978. — 328 с.
47. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. - 2-е изд., перераб. — М. : Сов. радио, 1974. - 552 с.
48. Жилияков, Е.Г. Оптимальные каналные сигналы при цифровой передаче с частотным уплотнением [Текст] / Е.Г. Жилияков, С.П. Белов, Д.В. Урсол // Научные ведомости БелГУ Серия: Информатика, Белгород: Изд-во БелГУ, № 7(62), Вып. 10/1 2009. - с.166 - 172.

49. Разработка на основе частотных представлений математических моделей и оптимальных методов обработки речевых сигналов при хранении и передаче речевых сообщений в информационно-телекоммуникационных системах (ИТС) [Текст]: отчет о НИР (промежуточный) : 20-06 / рук. Е. Г. Жиляков ; исполн.: Ф.Н. Лисецкий и др. - М., 2011. - 137 с.

50. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]: учеб. пособие для студ. вузов / А.Б. Сергиенко. - СПб.: Питер, 2002. - 603с. : ил. - (Учебник для вузов).

51. Жиляков Е.Г. Вариационные методы анализа и построения функций по эмпирическим данным на основе частотных представлений [Текст] / Е.Г. Жиляков. - Белгород: Изд-во БелГУ, 2007. - 160 с.

52. Д. В. Урсол., «Разработка нового способа формирования сигналов для систем доступа к широкополосным мультимедийным услугам», - научно-технический отчет, 2013 г.

53. Сюваткин В.С. WiMAX - технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение [Текст] / В.С. Сюваткин, В.И. Есипенко, И.П.Коваль, В.Г. Сухоробров под ред. д.т.н., проф, Крылова В.В. - БХВ- Петербург, 2005 - 354с.

54. Скляр Бернанд Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр изд. 2-е испр.: пер. с англ. - М.: «Вильямс», 2003 - 1104с. : ил

55. R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for wireless multimedia communications, Artech House, 2000.

56. OFDM for wireless communications systems / Ramjee Prasad. p. cm— (Artech House universal personal communications series) Includes bibliographical references and index.

57. T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," IEEE Trans. Commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb. 1995.

58. Диксон Р.К. Широкополосные системы [Текст] / Р.К. Диксон под ред. В.И. Журавлева. М: Связь, 1979. -304с.

59. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов [Текст] / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк -М.: Радио и связь, 1976 - 288 с
60. Харкевич А.А. Борьба с помехами [Текст] / А.А. Харкевич - М.: Наука, 1965 - 280 с.
62. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи [Текст] / И.В. Шахнович изд. 2-е, исп. и доп. - М.: Техносфера, 2006 - 288 с.

Додаток А

Копія тези конференції



# СУЧАСНІ ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ І ТЕХНОЛОГІЇ

Матеріали

III Всеукраїнської

науково-практичної інтернет-конференції  
студентів, аспірантів та молодих вчених

за тематикою:

*«Сучасні комп'ютерні системи  
та мережі в управлінні»*

30 листопада 2020 р.

Херсон

Корніловська Н.В., Лур'є І.А., Сергєєв Ю.С. Сучасні інформаційні технології НТМ, CSS, PHP для створення консолідованого інформаційного ресурсу туристичної сфери Херсонської області .....	118
Лаптева Я.В., Карамушка М.В. Оцінка впровадження ІТ на підприємстві.....	121
Медведенко О.М., Алексеєва Г.М., Антоненко О.В. Із досвіду: проблеми програмування та використання Arduino на заняттях з робототехніки .....	124
Мельнік Д.І., Петухова О.А., Горносталь С.А. Обґрунтування ефективності використання програмного комплексу з розрахунку пожежних кран-комплектів.....	126
Muhlovets I., Shytko Y. Modeling The Process Of Obtaining Casing.....	129
Михальчук Т.С., Яворський Б.І. Стійкість методів адаптивної фільтрації сигналів.....	132
Міхайлова І.О., Бредіхін В.М. Аналіз різноманіття алгоритмів фільтрації від спаму .....	133
Мурзіна О.А., Разнатовська О.М., Кожан О.Є. Інформаційні технології у навчанні майбутніх лікарів на етапі доклінічної професійної підготовки у медичному університеті.....	135
Николин О.І., Яськів В.І. Оцінювання продуктивності мультисервісної мережі зв'язку .....	137
Олійник Н.М., Макаренко С.М., Камінчук В.Б. Роль інновацій в реалізації сталого соціально-економічного розвитку підприємства .....	138
Потапенко А.М., Макарова А.В. Аналіз web-платформи для пошуку транспортних засобів, якими незаконно заволоділи.....	140
Проценко В.С., Козел В.М. Використання спам-фільтра в електронній пошті .....	142
Русаків Д.Д., Макарова Г.В. Оптимізація роботи підприємства на базі web-технологій .....	144
Руснак Н.Г., Яворський Б.І. Аналіз показників заводозахисності в каналах з замиранням .....	147
Степаненко А.Б., Макарова Л.М. Рівняння регресії для оцінювання часу відновлення працездатності обладнання зв'язку, яке працює за технологією RadioEthernet.....	148
Тильний О.С., Яворський Б.І. PAPR сигналів OFDM у телекомунікаційних системах зв'язку .....	150
Тригуб Є.О., Дроздова Є.А., Козел В.М. Створення програмного забезпечення для тестування обчислювальних можливостей процесорів комп'ютера .....	151
Цибулька В.В., Алексеєва Г.М. Використання апаратно-програмного середовища Arduino в процесі професійної освіти.....	154
Черняк І.О., Вакалюк Т.А. Етапи переходу від локальної до хмарної ІТ-інфраструктури.....	156
Шкиренков А.В., Дроздова Е.А. Разработка передвижной метеостанции .....	158
<b>СЕКЦІЯ 3. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ .....</b>	<b>161</b>
Бондаренко С.М., Мурін М.М., Скляр І.Є. Оптимізація вартості розподільчої мережі систем водяного пожежогасіння.....	162
Валькова О.О., Проскурович О.В. Застосування трендових моделей у прогнозуванні асортименту.....	164
Волощук А.Д., Литвяк А.Н., Дурєєв В.А. Динамическая модель реального пропорционального регулятора.....	167
Дікопольцев І.О., Кошкін В.К. Визначення метрик та довірчого інтервалу для побудови регресійного рівняння для оцінювання розміру веб-застосунків на базі фреймворка Django .....	170
Жук П.А., Карамушка М.В. Концепція стратегічного управління страховими проектами.....	172

5. Prykhodko S. Outlier Detection in Non-Linear Regression Analysis Based on the Normalizing Transformations / S. Prykhodko, N. Prykhodko, L. Makarova, A. Pukhalevych // Proceedings of the 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), IEEE, Lviv-Slavske, 2020, pp. 407-410.

УДК 621.396

*Гильний О.С., студент 6 курсу спеціальності  
«Телекомунікації та радіотехніка»*

*Яворський Б.І., д.т.н., професор кафедри  
радіотехнічних систем*

## РAРR СИГНАЛІВ OFDM У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

У сучасних безпроводних телекомунікаційних системах зв'язку для формування необхідного рівня потужності сигналу з метою його передачі від передавача до приймача на практиці використовують підсилювачі сигналів. Важливою умовою, яка висувається до підсилювачів є лінійність їх характеристики, проте на практиці спостерігаються нелінійні сегменти спотворення. Така не лінійність підсилювачів пов'язана із підвищеним рівнем піків (максимумів) потужності сигналів з OFDM [1], яка робить підсилювачі малоефективними.

Параметр відношення максимуму до середньої потужності сигналу (PAPR) [2] в період передачі є важливим показником ефективності роботи передавача. Мінімізація значення PAPR призводить до ефективного витрачання передавачем приведеної електричної енергії та мінімізації спотворення вихідного сигналу.

Для сигналів OFDM  $x[n]$  (сукупність синусоїд з різними параметрами) було визначено значення параметру PAPR і їх залежність від тривалості сигналу.

На рис. 1 зображено вплив довжини сигналу OFDM на параметр PAPR.

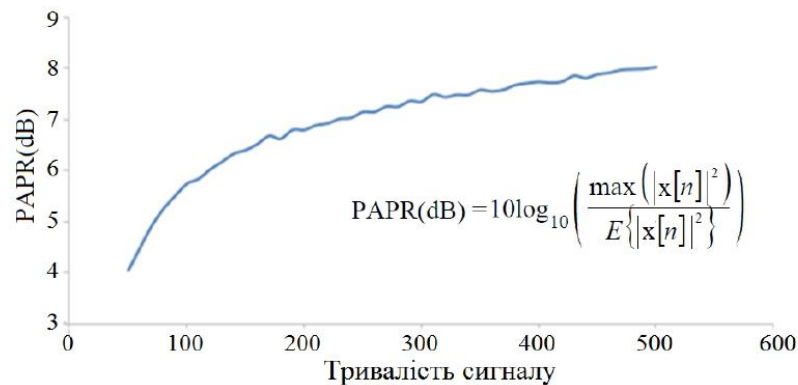


Рис. 1. Вплив довжини сигналу на параметр PAPR

З рис 1 видно, що значення PAPR зростає при збільшенні тривалості сигналу.

### Перелік джерел посилання.

1. Слюсар В. Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов. Технологии и средства связи. 2013. Часть 1. № 5. С. 61-65.

2. Рашич А.В., Нгуен Т.Н., Сальников В.А. Расчет пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением. Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, 2018. Т.11, В.3, С.37–48.