

**ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

**НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

## **Пояснювальна записка**

до бакалаврської роботи

на тему: “**АНАЛІЗ ЗАХИЩЕНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА  
ОСНОВІ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ**”

Виконав: студент 4 курсу, групи ТСД-43  
Спеціальності

172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Хорошун О. О.

(прізвище та ініціали)

Керівник

Кременецька Я. А.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(прізвище та ініціали)

Київ – 2022

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Кафедра Мобільних та відеоінформаційних технологій

Ступінь вищої освіти Бакалавр

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри  
Мобільних та відеоінформаційних технологій  
Н. В. Руденко

“ ” \_\_\_\_\_ 2022 року

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА БАКАЛАВРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Хорошуну Олександрю Олександровичу

1. Тема роботи: “Аналіз захищених інформаційних систем на основі модуляції сигналів”,

керівник роботи Кременецька Яна Адольфівна, д.т.н.,

затверджені наказом вищого навчального закладу від 16.02.2022 № 22

2. Строк подання студентом роботи \_\_\_\_\_ 2022 р.

3. Вихідні дані до роботи:

1. Спектрально ефективні методи модуляції.

2. Методи підвищення інформаційної ємності та завадозахищеності сигналів з використанням поляризаційних ефектів для систем зв'язку в оптичному і радіо-діапазонах.

3. Ефективні технології просторово-часового представлення сигналу для мобільних мереж 5G.

4. Науково-технічна література.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

1. Показники спектральної та енергетичної ефективності.

2. Інформаційна ємність сигналів та теоретична обґрунтованість ефективності просторових параметрів модуляції.

3. Методи збільшення спектральної та енергетичної ефективності, стійкості та заводо захищеності зв'язку заводо захищеності зв'язку.

4. Перелік графічного матеріалу:

7 Слайдів.

5. Висновки

6. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Підбір науково-технічної літератури	21.03.22	Викон.
2.	Модуляція та кодування в каналах обмеженої смуги	04.04.22	Викон.
3.	Ефективні технології просторово-часового представлення сигналу для мобільних мереж 5G	25.04.22	Викон.
4.	Інформаційна ємність сигналів та теоретична обґрунтованість ефективності просторових параметрів модуляції.	06.05.22	Викон.
5.	Поляризаційна модуляція інформаційних сигналів	09.05.22	Викон.
6.	Висновки, вступ, реферат Розробка презентації	13.05.22	Викон.

**Студент**

Хорошун О. О.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

**Керівник роботи**

Кременецька Я. А.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

## ВІДГУК РЕЦЕНЗЕНТА по бакалаврській кваліфікаційній роботі

Студента Хорошуна Олександра Олександровича

**на тему:** “Аналіз захищених інформаційних систем на основі модуляції сигналів”

### **Актуальність:**

Дослідження методів модуляції ефективних багатопозиційних сигналів та із використанням просторових змінних параметрів є ефективним напрямом для збільшення спектральної та енергетичної ефективності, стійкості та завадозахищеності зв'язку. У бакалаврській роботі проаналізувати теоретичну обґрунтованість збільшення пропускну здатності, завадозахищеності інформаційних систем зв'язку методами просторової модуляції з поляризаційними ефектами. Тема обраних досліджень є актуальною та своєчасною.

### **Позитивні сторони:**

У бакалаврській роботі детально вивчені принципи формування поляризаційних сигналів радіоелектронними засобами, зокрема, у фазованих антенних решітках, досліджено сценарії реалізації мереж доступу та технології сумісного використання радіо та оптичного спектру в радіосистемах передачі даних.

Робота викладена науковою мовою, логічно й послідовно відбиває мету та поставлені в роботі завдання. Пояснювальна записка відповідає стандартам до її оформлення.

### **Недоліки:**

1. В ході аналізу не наведено повністю математичне обґрунтування запропонованим рішенням.
2. Відсутні пояснення для деяких скорочень.

### **Висновки:**

Незважаючи на дрібні недоліки бакалаврська кваліфікаційна робота заслуговує оцінку «відмінно», а студент Хорошун Олександр Олександрович - присвоєння кваліфікації «фахівець із телекомунікаційної інженерії».

Якість проекту (роботи)	Підпис рецензента	( _____ )
Виконано на замовлення підприємства		
Виконано за тематикою НДР	Підпис	засвідчую
Виконано з макетом		
Виконано з застосуванням ЕОМ та МПТ	Підпис особи, що засвідчує	( _____ )
Має практичну цінність	М.П.	
Проект-частина комплексної теми		

## ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

### ПОДАННЯ ГОЛОВІ ДЕРЖАВНОЇ ЕКЗАМЕНАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ ЩОДО ЗАХИСТУ БАКАЛАВРСЬКОЇ РОБОТИ

Направляється студент Хорошун О. О. до захисту бакалаврської роботи  
(прізвище та ініціали)

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

на тему: Аналіз захищених інформаційних систем на основі модуляції сигналів  
Бакалаврська робота і рецензія додаються.

Директор інституту \_\_\_\_\_

(підпис)

Кравченко В. І.

(прізвище та ініціали)

#### Довідка про успішність

Хорошун О. О.

(прізвище та ініціали)

за період навчання в Навчально-науковому інституті  
телекомунікацій

з 20\_\_ року до 20\_\_ року повністю виконав навчальний план за напрямом підготовки,  
спеціальністю з таким розподілом оцінок за:

національною шкалою: відмінно \_\_%, добре \_\_%, задовільно \_\_%;  
шкалою ECTS: A \_\_%; B \_\_%; C \_\_%; D \_\_%; E \_\_%.

Провідний фахівець інституту \_\_\_\_\_

(підпис)

(прізвище та ініціали)

#### Висновок керівника бакалаврської роботи

Студент Хорошун Олександр Олександрович під час написання бакалаврської роботи показав гарну теоретичну підготовку, володіння необхідними знаннями у сфері телекомунікацій, вміння користуватися навчальною, довідковою і науково-технічною літературою. Працюючи над завданнями, які доручались керівником, проявив ініціативність, сумлінність та хист до інженерної роботи.

Бакалаврська робота виконана на високому рівні і заслуговує оцінку «відмінно», а студент Хорошун Олександр Олександрович - присвоєння кваліфікації «фахівець із телекомунікаційної інженерії».

Керівник роботи \_\_\_\_\_

(підпис)

Кременецька Я. А.

(прізвище та ініціали)

“ ”

20\_\_ року

#### Висновок кафедри про бакалаврську роботу

Бакалаврську роботу розглянуто. Студент \_\_\_\_\_

Хорошун О. О.

(прізвище та ініціали)

допускається до захисту даної роботи в Державній екзаменаційній комісії.

Завідувач кафедри \_\_\_\_\_

Мобільних та відеоінформаційних технологій \_\_\_\_\_

(підпис)

Н. В. Руденко

(прізвище та ініціали)

“ ”

20\_\_ року

## РЕФЕРАТ

Текстова частина бакалаврської роботи: 44 с., 15 рис., 4 табл., 22 дж.

*Об'єкт дослідження* – методи підвищення завадозахищеності інформаційних систем зв'язку.

*Предмет дослідження* – технології просторово-часового представлення сигналу для мобільних мереж 5G.

*Мета роботи* – аналіз багатопозиційних методів модуляції сигналів із використанням просторових змінних параметрів та методів збільшення спектральної та енергетичної ефективності, стійкості та завадозахищеності зв'язку.

*Метод дослідження* – на основі теоретичного дослідження ентропії, спектральної ефективності, стійкості, захищеності сигналів.

У бакалаврській роботі детально вивчені багатопозиційні методи модуляції сигналів із використанням просторових змінних параметрів, що є ефективним напрямом для збільшення спектральної та енергетичної ефективності, стійкості та завадозахищеності зв'язку. Запропонована методика аналізу ефективності, схема одночастотної MIMO-RF із просторовою поляризаційною модуляцією, схема гібридної конфігурації FSO-MIMO і RF-MIMO у міліметровому діапазоні може бути використані як ефективні рішення для майбутніх систем зв'язку великої ємності та високої швидкості.

ЗАХИЩЕНІ ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ; БАГАТОПОЗИЦІЙНІ МЕТОДИ МОДУЛЯЦІЇ; ПРОСТОРОВА МОДУЛЯЦІЯ; FSO-MIMO; RF-MIMO

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	9
ВСТУП.....	11
1 СПЕКТРАЛЬНО ЕФЕКТИВНІ МЕТОДИ МОДУЛЯЦІЇ.....	13
1.1 Передача сигналів з модуляцією QPSK та OQPSK .....	16
1.2 Маніпуляція з мінімальним зрушенням .....	21
1.3 Ймовірність помилки при модуляціях OQPSK та MSK .....	26
1.4. Квадратурна амплітудна модуляція .....	27
1.5 Модуляція та кодування в каналах обмеженої смуги .....	31
2. ЕФЕКТИВНІ ТЕХНОЛОГІЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ПРЕДСТАВЛЕННЯ СИГНАЛУ ДЛЯ МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖ 5G.....	32
2.1. Спектр 5G.....	32
2.2 Особливості застосування спектру ОС та ММД .....	34
2.3 Ефективність застосування МІМО-RF технології з поляризаційною маніпуляцією.....	36
3 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЄМНОСТІ та ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ СИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИХ ЕФЕКТІВ ДЛЯ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ В ОПТИЧНОМУ І РАДІО- ДІАПАЗОНАХ .....	39
3.1 Показники спектральної та енергетичної ефективності .....	39
3.2 Інформаційна ємність сигналів та теоретична обґрунтованість ефективності просторових параметрів модуляції.....	42
3.3 Поляризаційна модуляція інформаційних сигналів .....	44
3.4 Принципові схеми волоконно-ефірної передачі сигналів та просторовою модуляцією сигналів .....	46

ВИСНОВКИ.....	51
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	52



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ACI	Adjacent Channel Interference
APK	Amplitude Phase Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Beam Splitter
CPFSK	Continuous-Phase Frequency Shift Keying
CPM	Continuous Phase Modulation
DSB-SC	Double Sideband – Suppressed Carrier
FSK	Frequency Shift Keying
FSO – MIMO	Free Space Optical – Multiple Input, Multiple Output
IF	Intermediate Frequency
MIMO	Multiple Input, Multiple Output
MPSK	M-ary Phase Shift Keying
MSK	Minimum Shift Keying
NOMA	None Orthogonal Multiple Access
OFDMA	Orthogonal Frequency – Division Multiple Access
OQPSK	Offset – Quadrature Phase Shift Keying
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDM	Polarization Division Multiplexing
PolarSK	Polarization Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QASK	Quadrature Amplitude Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF – MIMO	Radio Frequency – Multiple Input, Multiple Output
RoF	Radio over Fiber
SM	Spatial Modulation
SQPSK	Staggered Quadrature Phase Shift Keying

АМ	Амплітудна модуляція
ММД	Міліметровий діапазон
ФМ	Фазова модуляція
ЦАП	Цифро-аналоговий перетворювач
ЧМ	Частотна модуляція

## ВСТУП

У суспільстві головним ресурсом є інформація. Саме на основі володіння інформацією про різні процеси і явища можна ефективно і оптимально будувати будь-яку діяльність.

Важливо не тільки зробити велику кількість продукції, але й зробити необхідну продукцію в певний час. З певними витратами тощо. Тож у інформаційному суспільстві підвищується як якість споживання, а й якість виробництва; людина, яка використовує інформаційні технології, має кращі умови праці, праця стає творчою, інтелектуальною і так далі.

Інформація сьогодні коштує дорого та її необхідно охороняти. Масове застосування персональних комп'ютерів, на жаль, виявилось пов'язаним з появою програм, що самовідтворюються, вірусів, що перешкоджають нормальній роботі комп'ютера, руйнують файлову структуру дисків і завдають шкоди інформації, що зберігається в комп'ютері.

Інформацією володіють та використовують її всі люди без винятку. Кожна людина вирішує собі, яку інформацію їй необхідно отримати, яка інформація має бути доступна іншим тощо. Людині легко, зберігати інформацію, яка у неї в голові, а як бути, якщо інформація занесена до «мозку машини», до якої мають доступ багато людей.

Для запобігання втраті інформації розробляються різні механізми її захисту, які використовуються на всіх етапах роботи з нею. Захищати від пошкоджень та зовнішніх впливів треба і пристрої, на яких зберігається секретна та важлива інформація, та канали зв'язку.

Пошкодження можуть бути спричинені поломкою обладнання або каналу зв'язку, піддробкою або розголошенням секретної інформації. Зовнішні впливи виникають як у результаті стихійного лиха, так і в результаті збоїв обладнання або крадіжки.

Для збереження інформації використовують різні способи захисту:

– безпека будівель, де зберігається секретна інформація;

- контроль доступу до секретної інформації;
- розмежування доступу;
- дублювання каналів зв'язку та підключення резервних пристроїв;
- криптографічні перетворення інформації;

Інформаційна ємність, безпека даних, якість зв'язку та доступність системи є властивостями цифрової модуляції, які роблять її вигіднішою, ніж аналогова модуляція. Інші переваги цифрової модуляції включають:

- висока пропускна здатність передачі даних - обсяг даних, що передаються через цифрову модуляцію, більше, ніж через аналоговий зв'язок.
- неймовірна ефективність смуги пропускання - може вмістити великі обсяги даних у межах обмеженої пропускної спроможності.
- гнучкі сигнали – є можливість мультиплексувати різні форми даних, такі як цифрова інформація, відео та голос.
- менша сприйнятливості до перехресних перешкод, спотворень форми сигналу, нелінійності та шуму.
- підвищена сила сигналу, яка запобігає небажаному вторгненню сигналу та комунікаційним шумам.

Також виявлено, що недоліки в процесі модуляції або кодування ключових бітів у квадратурах електромагнітного світлового поля можуть зробити безперервно-змінні квантові системи розподілу ключів сприйнятливими до витіку секретної інформації. Витік виникає через обмежене придушення квантово-інформаційної бічної смуги під час модуляції.

Тому подальші дослідження методів модуляції ефективних багатопозиційних сигналів та із використанням просторових змінних параметрів є ефективним напрямом для збільшення спектральної та енергетичної ефективності, стійкості та завадозахищеності зв'язку.

## 1 СПЕКТРАЛЬНО ЕФЕКТИВНІ МЕТОДИ МОДУЛЯЦІЇ

Модуляція (маніпуляція) та демодуляція. Для ефективної передачі первинної інформації на великі відстані без дротів використовується процес модуляції. У передавальній апаратурі формується високочастотне електричне коливання, яке називається несучим коливанням. Це коливання можна записати:  $Y(t) = A \sin(2\pi f_n t + \varphi) = A \sin(\omega_n t + \varphi)$ , де  $A$  - амплітуда,  $f_n$  – частота,  $\omega_n = 2\pi f_n$  – кутова частота,  $\varphi$  – початкова фаза несучого коливання. Очевидно, що коливання при відомих для одержувача  $A$ ,  $\omega_n$  і  $\varphi$  не містить корисної інформації і подібно до чистого аркуша паперу для письма при поштовому зв'язку. Назва "несуче коливання" відображає доцільність використання цього коливання для ефективного перенесення (транспортації) корисної інформації в просторі за допомогою електромагнітних полів. При модуляції хоча б один із трьох вище зазначених параметрів  $Y(t)$  можна змусити змінюватися в часі за законом первинного електричного сигналу  $S(t)$ , що передається. При амплітудній модуляції (АМ) амплітуда  $A = A(t) = F[S(t)]$  змінюється в часі і функціонально пов'язана з  $S(t)$ , при частотній модуляції (ЧМ) – частота  $\omega = \omega(t) = F_1[S(t)]$ , за фазової (ФМ) – фаза  $\varphi = \varphi(t) = F_2[S(t)]$ . Несуче коливання, промодульоване  $S(t)$ , здатне ефективно випромінюватись в навколишній простір і прийматися антенами, геометричні розміри яких можна порівняти з довжиною хвилі  $\lambda$  несучого коливання  $\lambda = c / f_n$ , де  $c \approx 3 \times 10^8$  м/сек. – швидкість світла серед поширення. Так, наприклад, при частоті несучої  $f_n = 30$  кГц (верхня межа короткохвильового діапазону) маємо  $\lambda = 10$  м і узгоджений напівхвильовий вібратор має довжину 5 метрів. Для стільникового зв'язку діапазону 900 та 1800 мГц (стандарт GSM) маємо  $\lambda = 33$  см та  $\lambda = 16,6$  см відповідно. Значення частоти несучої вибирається залежно від необхідної дальності зв'язку, від умов поширення радіохвиль, конструкції та допустимих габаритів антен та інших технічних та економічних чинників. Але в більшості випадків несуча частота повинна бути великою в порівнянні з найвищою частотою спектра первинного сигналу, що передається. Це пояснюється тим, що для неспотвореної передачі сигналів через радіотехнічні ланцюги, а також зменшення спотворень,

обумовлених поширенням радіохвиль, необхідно, щоб ширина спектра  $F_m$  первинного інформаційного сигналу  $S(t)$  була мала в порівнянні з несучою частотою  $f_n$ . Чим менше відношення  $F_m / f_n$ , тим менше проявляється недосконалість параметрів системи. Тому, що вище необхідна швидкість передачі, і, отже, ширше спектр первинного сигналу  $F_m$ , то вище має бути несуча частота радіосигналу. Як правило, виконується нерівність  $F_m / f_n \ll 1$ . Тому практично будь-який промодульований радіосигнал, можна трактувати як "вузькосмуговий" процес, навіть при передачі "широкополосних" первинних сигналів. У загальному випадку, високочастотний радіосигнал, що несе в собі інформацію, можна уявити у вигляді  $Y(t) = A(t) \cos [\omega_n t + \varphi(t)]$ , в якому амплітуда  $A(t)$  і (або) фаза  $\varphi(t)$  промодульовані первинним інформаційним сигналом  $S(t)$ . Та обставина, що ширина спектра  $F_m$  модулюючого сигналу мала в порівнянні з частотою, що несе, дозволяє вважати  $A(t)$  і  $\varphi(t)$  повільними функціями часу. Це означає, що відносні зміни  $A(t)$  і (або)  $\varphi(t)$  за період несучого коливання незначні. У цифрових радіосистемах первинні інформаційні сигнали та відповідні зміни параметрів несучого коливання вибираються з низки кінцевих значень і тому в літературі термін "модуляція" замінюють терміном "маніпуляція", а в аббревіатурі АМ, ЧМ, ФМ іноді додають нижній індекс "н", тобто. Замість АМ пишуть АМ<sub>н</sub> тощо. У приймачі використовується зворотна операція демодуляції несучого коливання  $SR(t)$ , тобто. Виділення первинного інформаційного сигналу  $S(t)$

#### 4 Спектри та властивості модульованих сигналів.

Поняття "спектр" або "спектральне уявлення" в математиці, фізиці та радіотехніці засноване на використанні відомих розкладів періодичних у часі функцій у ряди Фур'є, а неперіодичних - на використанні перетворення Фур'є. Спектр періодичної функції з періодом  $T_p$  називається лінійним або дискретним, оскільки складається з окремих ліній, що відповідають дискретним частотам  $0, f_1 = 1/T_p, f_2 = 2f_1, f_3 = 3f_1$  і т.д. Дискретний амплітудний спектр відображає розподіл амплітуд гармонійних складових ряду Фур'є, де вісь ординат утворює шкалу значень амплітуд, а вісь абсцис – вісь значень частот. Окрема спектральна компонента ряду Фур'є виду  $A_i \sin(2\pi t + \varphi_i)$  відображається у вигляді вертикальної лінії довжиною  $A_i$  на частоті  $f_i$ . Дискретний фазовий спектр,

що відображає значення початкових фаз гармонійних складових ряду Фур'є, для аналізу характеристик систем передачі інформації використовується набагато рідше, ніж дискретний спектр амплітуд.

Основне завдання спектрально ефективних модуляцій є максимізація ефективності використання смуги частот. Збільшення попиту на цифрові канали передачі спричинило дослідження спектрально ефективних методів модуляції, спрямованих на максимально ефективне використання смуги частот і, отже, покликаних послабити проблему спектрального навантаження каналів зв'язку.

У деяких системах, крім вимог ефективності використання спектра, є й інші. Наприклад, у супутникових системах із сильно нелінійними транс-пондерами потрібна модуляція з постійною огинаючою. Це з тим, що з проходженні сигналу з великими флуктуаціями амплітуди нелінійні транспондери створюють паразитні бічні лінії (причина — механізм, званий перетворенням амплітудної модуляції на фазову). Ці бічні лінії відбирають у інформаційного сигналу частину потужності транспондера, а також можуть інтерферувати з сигналами сусідніх каналів (перешкоди сусіднього каналу) або інших систем зв'язку (внутрішньоканальна перешкода). Двома прикладами модуляцій з постійною огинальною, придатними для систем з нелінійними транспондерами, є квадратурна фазова маніпуляція зі зсувом (Offset QPSK - OQPSK) та маніпуляція з мінімальним зрушенням (minimum shift keying - MSK).

## 1.1 Передача сигналів з модуляцією QPSK та OQPSK

На рис. 1.1 показано розбиття типового потоку імпульсів при модуляції QPSK. На рис. 1.1 а представлений вихідний потік даних  $dk(t)=d_0, d_1, d_2, \dots$ , що складається з біполярних імпульсів, тобто.  $dk$  приймають значення  $+1$  або  $-1$ , що представляють двійкову одиницю та двійковий нуль. Цей потік імпульсів поділяється на синфазний потік,  $dI(t)$ , квадратурний,  $dQ(t)$ , як показано на рис. 1.1 б.

$$dI(t) = d_0, d_2, d_4, \dots \text{ (парні біти)}$$

$$dQ(t) = d_1, d_3, d_5, \dots \text{ (непарні біти)}$$

Зазначимо, що швидкості потоків  $dI(t)$  і  $dQ(t)$  дорівнюють половині швидкості передачі потоку  $dk(t)$ . Зручну ортогональну реалізацію сигналу QPSK,  $s(t)$ , можна отримати, використовуючи амплітудну модуляцію синфазного та квадратурного потоків на синусній та косинусній функціях від несучої.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} d_Q(t) \sin\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (1.1)$$

За допомогою тригонометричних тотожностей та рівняння (1.1) можна подати у наступному вигляді.

$$s(t) = \cos[2\pi f_0 t + \theta(t)] \quad (1.2)$$

Модулятор QPSK показаний на рис. 1.1, в, використовує суму синусоїдального та косинусоїдального доданків, тоді як аналогічний пристрій застосовує різницю таких доданків. Оскільки когерентний приймач повинен вирішувати будь-яку невизначеність фази, використання в передавачі іншого формату фази можна розглядати як частину невизначеності. Потік імпульсів  $dI(t)$  використовується для амплітудної модуляції (з амплітудою  $+1$  або  $-1$ ) косінусоїди. Це рівноцінно зсуву фази косінусоїди на  $0$  або  $\pi$ ; отже, в результаті отримуємо сигнал BPSK. Аналогічно потік імпульсів  $dQ(t)$  модулює синусоїду, що дає сигнал BPSK, ортогональний попередньому. При підсумовуванні цих двох ортогог



нальних компонентів несучої виходить сигнал QPSK. Величина буде відповідати одному з чотирьох можливих поєднань  $dI(t)$  та  $dQ(t)$  у рівнянні (1.2):  $= 0^\circ, \pm 90^\circ$  або  $180^\circ$ ; результуючі вектори сигналів показані у сигнальному просторі на рис. 1.2. Оскільки  $\cos(2\pi f_0 t + \pi/4)$  і  $\sin(2\pi f_0 t + \pi/4)$  ортогональні, два сигнали BPSK можна виявляти окремо.

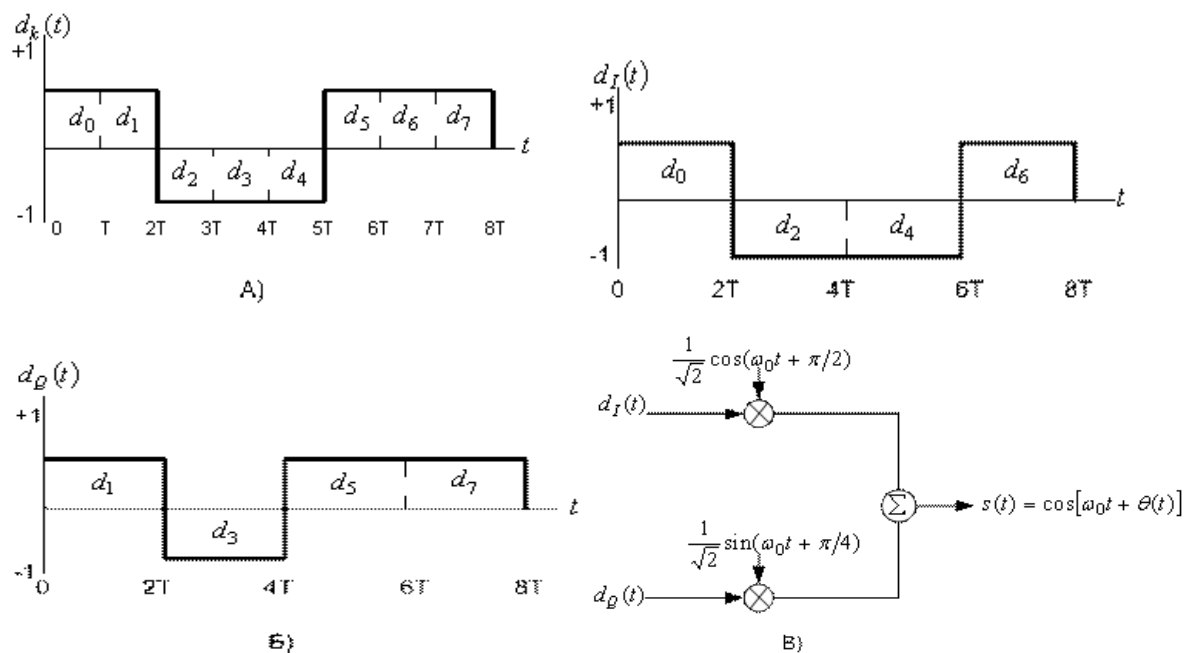


Рис. 1.1 Модуляція QPSK

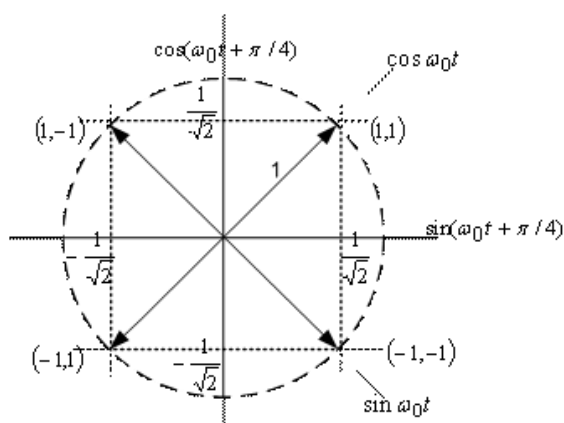


Рис. 1.2 Сигнальний простір для схем QPSK і OQPSK

Передачу сигналів OQPSK також можна подати формулами (1.1) та (1.2); Відмінність між двома схемами модуляції, QPSK та OQPSK, полягає лише в орієнтації двох модульованих сигналів. Як показано на рис. 1.1 тривалість кожного

вихідного імпульсу дорівнює  $T$  (рис.9.10, а); отже, у потоках на рис. 1.1 б тривалість кожного імпульсу дорівнює  $2T$ . У звичайній QPSK потоки парних та непарних імпульсів передаються зі швидкістю  $1/(2T)$  біт/с, причому вони синхронізовані так, що їх переходи збігаються, як показано на рис. 1.1 б. В OQPSK, яку іноді називають QPSK з рознесенням (staggered QPSK - SQPSK), використовується також поділ потоку даних та ортогональна передача; різниця в тому, що потоки  $d_I(t)$  і  $d_Q(t)$  синхронізовані зі зсувом  $T$ . Цей зсув показаний на рис. 1.3.

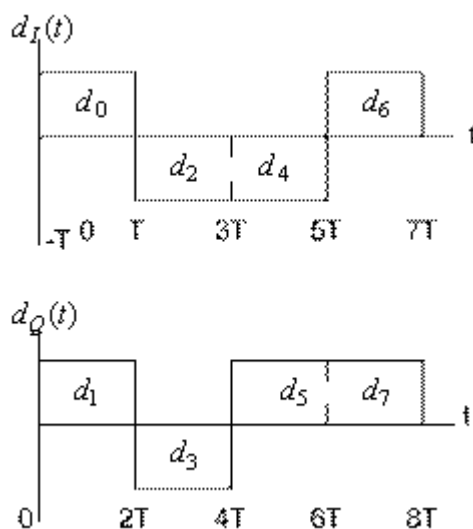


Рис. 1.3. Потоки даних при модуляції OQPSK

При стандартній QPSK через синхронізацію  $d_I(t)$  і  $d_Q(t)$  за проміжок  $2T$  фаза несучої може змінюватися лише раз. В залежності від значень  $d_I(t)$  і  $d_Q(t)$  у будь-якому проміжку  $2T$ , фаза несучої на цьому проміжку може приймати одне з чотирьох значень, показаних на рис. 1.2. Протягом наступного інтервалу  $2T$  фаза несучої залишається такою ж, якщо жоден із потоків не змінює знак. Якщо один із потоків імпульсів змінить знак, відбувається зсув фази на  $\pm 90^\circ$ . Зміна знака обох потоків призводить до зсуву фази на  $180^\circ$ . Нарис. 1.3 а зображений типовий сигнал QPSK для послідовності  $d_I(t)$  і  $d_Q(t)$ , показаної на рис. 1.4.

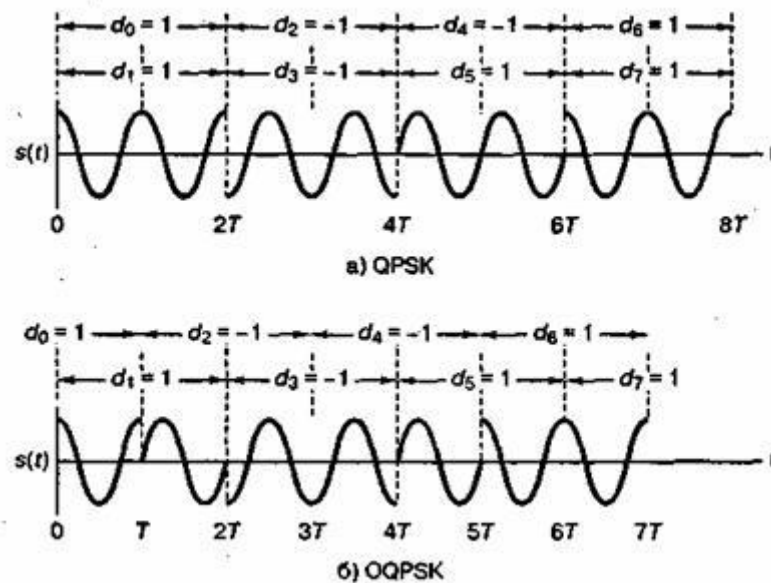


Рис. 1.4. Сигнали: а) QPSK; б) OQPSK

Якщо сигнал, модульований QPSK, піддається фільтрації для зменшення побічних максимумів спектра, результуючий сигнал більше не матиме постійної огинаючої і, фактично, випадковий фазовий зсув на  $180^\circ$  викличе моментальне звернення огинаючої в нуль (рис. 1.3 а). Якщо ці сигнали застосовуються у супутникових каналах, де використовуються нелінійні підсилювачі, постійна огинаюча відновлюватиметься. Проте водночас відновлюватимуться і всі небажані частотні бічні максимуми, які можуть інтерферувати із сигналами сусідніх каналів та інших систем зв'язку.

При модуляції QPSK потоки імпульсів  $dI(t)$  і  $dQ(t)$  рознесені і, отже, можуть одночасно змінити стан. Несуча не може змінювати фазу на  $180^\circ$ , оскільки за один раз перехід може зробити лише один із компонентів. За кожні  $T$  секунд фаза може змінитись лише на  $0^\circ$  або  $\pm 90^\circ$ . На рис. 1.3 б показаний типовий сигнал OQPSK для послідовності, представленої на рис. 1.2. Якщо сигнал OQPSK стає сигналом з обмеженою смугою, міжсимвольна інтерференція, що виникає, призводить до легкого спаду огинаючої в області переходів фази на  $\pm 90^\circ$ , але оскільки переходів на  $180^\circ$  при OQPSK немає, огинаюча не звертається в нуль, як це відбувається при QPSK. Якщо сигнал OQPSK з обмеженою смугою проходить через нелінійний

транспондер, спад обгинальної усувається; у той же час високочастотні компоненти, пов'язані зі зникненням огинаючої, не посилюються. Таким чином, відсутня позасмугова інтерференція.

## 1.2 Маніпуляція з мінімальним зрушенням

Головна перевага OQPSK перед QPSK. (Усунення позасмугової інтерференції) наводить на думку, що можна додатково посилити формат OQPSK, усунувши розривні переходи фази. Це стало мотивацією розробки схем модуляції без розриву фази (continuous phase modulation – CPM). Однією із таких схем є маніпуляція з мінімальним зрушенням (minimum shift keying - MSK). MSK можна розглядати як окремий випадок частотної маніпуляції без розриву фази (continuous-phase frequency shift keying — CPFSK) або як окремий випадок OQPSK з синусоїдальним зважуванням символів. У першому випадку сигнал MSK можна подати так :

$$s(t) = \cos \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t + x_k \right] \quad kT < t < (k+1)T \quad (1.3)$$

Тут  $f_0$  - несуча частота,  $d_k = \pm 1$  представляє біполярні дані, які передаються зі швидкістю  $R = 1/T$ , а  $x_k$  - це фазова постійна для  $k$ -го інтервалу передачі двійкових даних. Зазначимо, що при  $d_k=1$  частота, що передається, — це  $f_0+1/4T$ , а при  $d_k=-1$  — це  $f_0-1/4T$ . Отже, рознесення тонів у MSK становить половину від використовуваного при ортогональній FSK з некогерентною демодуляцією, звідки і назва – маніпуляція з мінімальним зрушенням. Протягом кожного  $T$ -секундного інтервалу даних значення  $x_k$  постійно, тобто.  $x_k=0$  або що диктується вимогою безперервності фази сигналу в моменти  $t=kT$ . Ця вимога накладає обмеження на фазу, яке можна подати наступним рекурсивним співвідношенням для  $x_k$ .

$$x_k = \left[ x_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (d_{k-1} - d_k) \right] \quad \text{по модулю } 2\pi \quad (1.4)$$

За допомогою тотожностей (Г.5) та (Г.6) рівняння (1.5) можна переписати у квадратурному поданні.

$$s(t) = a_k \cos \frac{\pi}{2T} \cos 2\pi f_0 t - b_k \sin \frac{\pi}{2T} \sin 2\pi f_0 t \quad kT < t < (k+1)T \quad (1.5)$$

де

$$\begin{aligned} a_k &= \cos x_k = \pm 1 \\ b_k &= d_k \cos x_k = \pm 1 \end{aligned} \quad (1.6)$$

Синфазний компонент позначається як  $a_k \cos(\pi t / 2T) \cos 2\pi f_0 t$ , де  $\cos 2\pi f_0 t$  - несуча,  $\cos(\pi t / 2T)$  - синусоїдальне зважування символів,  $a_k$  - інформаційно-залежний член.

Подібним чином квадратурний компонент – це  $b_k \sin(\pi t / 2T) \sin 2\pi f_0 t$ , де  $\sin 2\pi f_0 t$  — квадратурний доданок несучої,  $\sin(\pi t / 2T)$  — таке ж синусоїдальне зважування символів, а  $b_k$  - інформаційно-залежний член. Може здатися, що величини  $a_k$  і  $b_k$  можуть змінювати значення кожні  $T$  секунд. Однак через вимогу безперервності фази величина  $a_k$  може змінитися лише за переходу функції  $\cos(\pi t / 2T)$  через нуль; - а  $b_k$  - тільки при переході через нуль  $\sin(\pi t / 2T)$ . Отже, зважування символів у синфазному чи квадратурному каналі – це синусоїдальний імпульс із періодом  $2T$  та змінним знаком. Як і у випадку OQPSK, синфазний та квадратурний компоненти зсунуті відносно один одного на  $T$  секунд.

Зазначимо, що  $x_k$  у рівнянні (1.4) – це функція різниці між колишнім та поточним інформаційними бітами (диференціальне кодування). Таким чином, величини  $a_k$  і  $b_k$  у рівнянні (1.5) можна розглядати як диференціально кодовані компоненти вихідних даних  $d_k$  - Однак щоб біти даних  $d_k$  були незалежні між собою, знаки послідовних імпульсів квадратурного та синфазного каналів різних інтервалів, тривалістю,  $2T$  секунд, повинні бути випадковими імпульсами. Таким чином, якщо рівняння (9.48) розглядати як окремий випадок модуляції OQPSK, його можна переписати в іншій (недиференціальній) формі:

$$s(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi}{2T} \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin \frac{\pi}{2T} \sin 2\pi f_0 t \quad (1.7)$$

Тут  $d_I(t)$  і  $d_Q(t)$  мають такий же сенс синфазного та квадратурного потоків даних, як і рівняння (1.4). Схема MSK, записана у формі \*1.6), іноді називається MSK із попереднім кодуванням (preceded MSK). Графічне уявлення рівняння (1.6)

дано на рис. 1.4. На рис. 9.14, а і показано синусоїдальне зважування імпульсів синфазного та квадратурного каналів. Ці послідовності є ті ж інформаційні послідовності, що і на рис. 9.12, але тут множення на синусоїду дає більш плавні переходи фази, ніж у вихідному поданні даних. На рис. 9.14 б і г показана модуляція ортогональних компонентів  $\cos(2\pi f_0 t)$  і  $\sin(2\pi f_0 t)$  синусоїдальними потоками даних. На рис. 1.3 д представлено підсумовування ортогональних компонентів, зображених на рис. 1.3, б і 1.3в. Отже, з рівняння (1.5) та рис. 1.3 можна укласти наступне: 1) сигнал  $s(t)$  має постійну обгинальну; 2) фаза радіочастотної несучої безперервна при бітових переходах; 3) сигнал  $s(t)$  можна розглядати як сигнал, модульований FSK, з частотами передачі  $f_0 + 1/4T$  та  $f_0 - 1/4T$ . Таким чином, мінімальне рознесення тонів, потрібне при модуляції MSK, можна записати в такий спосіб.

$$\left(f_0 + \frac{1}{4T}\right) - \left(f_0 - \frac{1}{4T}\right) = \frac{1}{2T}, \quad (1.8)$$

що дорівнює половині швидкості передачі бітів. Зазначимо, що рознесення тонів, необхідне MSK, — це половина  $(1/T)$  рознесення, необхідного при некогерентному виявленні сигналів, модульованих FSK. Це тим, що фаза несучою відома і безперервна, що дозволяє здійснити когерентну демодуляцію сигналу.

Спектральна щільність потужності  $G(f)$  для QPSK та OQPSK має наступний вигляд:

$$G(f) = 2PT \left( \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \right)^2 \quad (1.9)$$

де  $P$  - середня потужність модульованого сигналу. При MSK  $G(f)$  матиме такий вигляд [18].

$$G(f) = \frac{16PT}{\pi^2} \left( \frac{\cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right)^2 \quad (1.10)$$

Нормована спектральна щільність потужності ( $P=1$ Вт) для QPSK, OQPSK та MSK зображена на рис. 1.5. Для порівняння тут наводиться спектральний графік BPSK. Не слід дивувати, що BPSK вимагає більшої смуги пропускання, ніж інші

типи модуляції, при тому ж рівні спектральної щільності. Теоретична ефективність використання смуги частот схеми BPSK вдвічі менша, ніж схеми QPSK. З рис. 1.5 видно, що бічні максимуми графіка MSK нижчі, ніж графіка QPSK або OQPSK. Це наслідком множення потоку даних на синусоїду і дає велику кількість плавних фазових переходів. Чим плавніший перехід, тим швидше спектральні хвости прагнуть нуля. Модуляція MSK спектрально ефективніша за QPSK або OQPSK; проте, як видно з рис. 1.6 спектр MSK має більш широкий основний максимум, ніж спектр QPSK або OQPSK. Отже, MSK не можна назвати вдалим вибором за наявності вузькосмугових ліній зв'язку. У той же час MSK варто використовувати в системах з декількома несучими, оскільки відносно невеликі побічні максимуми спектру дозволяють уникнути значних перешкод сусідніх каналів (adjacent channel interference — ACI).

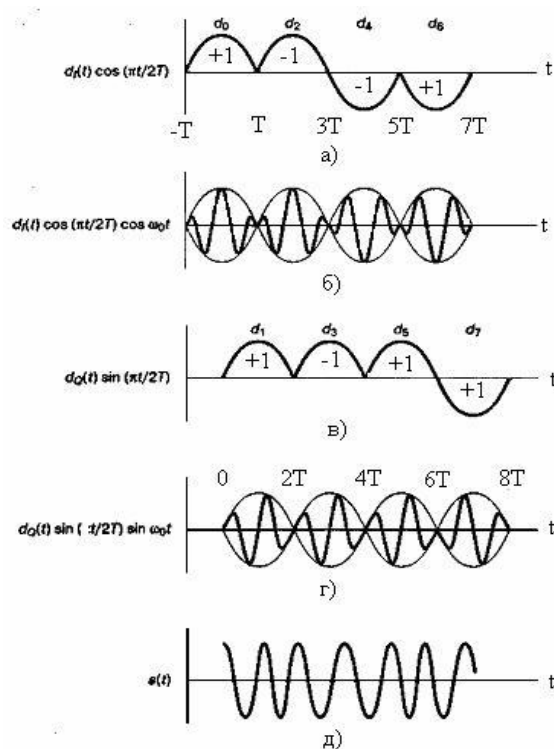


Рис. 1.5. Маніпуляція з мінімальним зрушенням (minimum shift keying - MSK): а) модифікований синфазний потік бітів; б) добуток синфазного потоку бітів та несучої; в) модифікований квадратурний потік бітів; г) добуток квадратурного потоку бітів та несучої; д) сигнал MSK



Те, що спектр QPSK має вузкий основний максимум, ніж MSK, пояснюється тим, що при даній швидкості передачі бітів швидкість передачі символів QPSK вдвічі менша за швидкість передачі символів MSK.

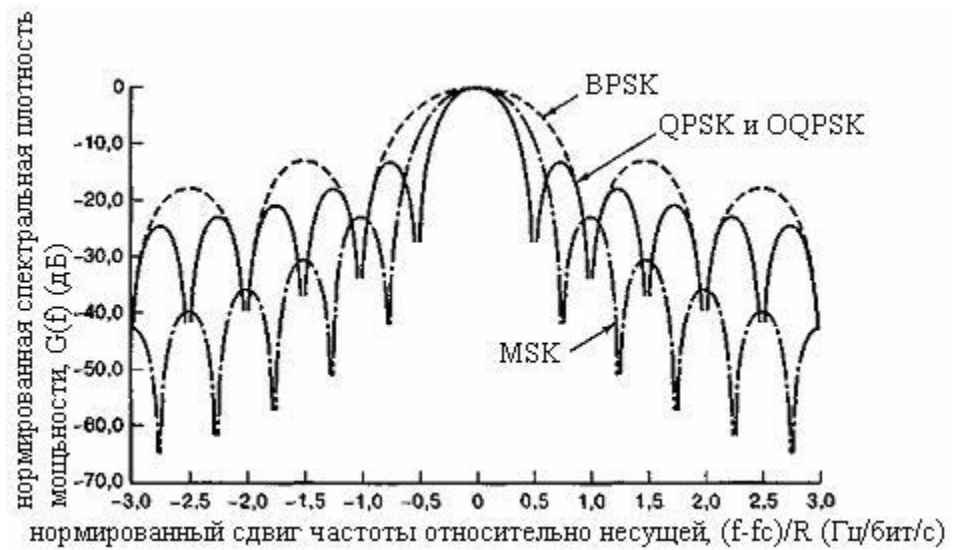


Рис. 1.6. Нормована спектральна щільність потужності для BPSK, QPSK, OQPSK та MSK

### 1.3 Ймовірність помилки при модуляціях OQPSK та MSK

Раніше говорилося, що BPSK і QPSK мають однакову ймовірність появи бітової помилки, оскільки QPSK налаштована як два сигнали BPSK на ортогональних компонентах несучої. Оскільки рознесення потоків даних не змінює ортогональності несучих, схема OQPSK має таку ж теоретичну ймовірність появи бітової помилки, як і BPSK і QPSK.

Для модуляції двох квадратурних компонентів несучої маніпуляція з мінімальним зсувом використовує сигнали антиподної форми,  $\pm \cos(\pi/2T)$  і  $\pm \sin(\pi/2T)$ , із періодом  $2T$ . Отже, якщо для незалежного відновлення даних кожного ортогонального компонента використовуються узгоджені фільтри, то модуляція MSK, визначена у формулі (9.50), має ту ж ймовірність появи помилки, що і BPSK, QPSK і OQPSK [17]. Однак якщо сигнал, модульований MSK, когерентно виявляється в інтервалі  $T$  секунд як сигнал, модульований FSK, ця ймовірність буде нижче, ніж у BPSK, на 3дБ. У MSK з диференціально кодованими даними, визначеної у виразі (9.46), ймовірність появи помилки буде такою самою, як і при когерентному виявленні диференціально кодованих даних у модуляції PSK. Сигнали MSK можна також виявляти некогерентно. Це дозволяє здійснювати дешеву демодуляцію (якщо дозволяє величина прийнятого  $E_b/N_0$ ).

#### 1.4. Квадратурна амплітудна модуляція

Когерентна М-арна фазова маніпуляція (M-ary phase shift keying - MPSK) Це добре відомий метод, що дозволяє звужити смугу пропускання. Тут використовується не бінарний алфавіт з передачею одного інформаційного біта за період передачі канального символу, а алфавіт з символів М, що дозволяє передавати  $k = \log_2 M$  бітів за кожен символальний інтервал. Оскільки використання М-арних символів у k разів підвищує швидкість передачі інформації при тій же смузі пропускання, то при фіксованій швидкості застосування М-арної PSK звужує необхідну смугу пропускання у k разів.

З рівняння (1.11) можна побачити, що модуляція QPSK і двох незалежних потоків. Один потік модулює амплітуду косінусоїдальної функції, що несе на рівні +1 і -1, а інший - аналогічним чином синусоїдальну функцію. Результуючий сигнал називається двосмуговим сигналом з придушенням несучої (double-sideband suppressed-carrier — DSB-SC), оскільки смуга радіочастот удвічі більша за смугу немодульованого сигналу і не містить виділеної несучої. Квадратурну амплітудну модуляцію (quadrature amplitude modulation - QAM) можна вважати логічним продовженням QPSK, оскільки сигнал

QAM також складається з двох незалежних амплітудно-модульованих несучих. Кожен блок з k біт (k належить парним) можна розділити на два блоки з  $k/2$  біт, що подаються на цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП), які забезпечують модулюючу напругу для несучих. У приймачі обидва сигнали виявляються незалежно за допомогою узгоджених фільтрів. Передачу сигналів, модульованих QAM, можна також розглядати як комбінацію амплітудної (amplitude shift keying - ASK) та фазової (phase shift keying - PSK) маніпуляцій, звідки альтернативна назва амплітудно-фазова маніпуляція (amplitude phase keying - APK). І нарешті, її можна вважати двовимірною амплітудною маніпуляцією, звідки ще одна назва – квадратурна амплітудна маніпуляція (quadrature amplitude shift keying – QASK).

На рис. 1.7, а показано двовимірний простір сигналів та набір векторів сигналів, модульованих 16-річною QAM та зображених точками, які розташовані у

вигляді прямокутної сукупності. На рис. 1.7 б показаний канонічний модулятор QAM. На рис. 1.7, зображений приклад моделі каналу, в якій передбачається наявність лише гаусового шуму. Сигнали передаються як пари  $(x, y)$ . На моделі показано, що координати сигнальної точки  $(x, y)$  передаються по роздільних каналах і незалежно обурюються змінними гаусовим шумом  $(p_x, p_y)$ , кожен компонент якого має нульове середнє та дисперсію  $N$ . Можна також сказати, що двомірна точка сигналу обурюється двомірною змінною Гаусового шуму. Якщо середня енергія сигналу (середньоквадратичне значення координат сигналу) дорівнює  $S$ , тоді відношення сигнал/шум дорівнює  $S/N$ . Найпростіший метод цифрової передачі сигналів через подібні системи - це застосування одновимірної амплітудно-імпульсної модуляції незалежно від кожної координати сигналу. При модуляції PAM передачі  $k$  бітів/розмірність по гаусовому каналу кожна точка сигналу приймає значення однієї з  $2k$  рівноймовірних еквідистантних амплітуд. Точки сигналів прийнято групувати на околиці простору на амплітудах  $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(2k - 1)$ .

### Можливість бітової помилки при модуляції QAM

Для прямокутної сукупності, гаусового каналу та прийому за допомогою узгоджених фільтрів, ймовірність появи бітової помилки виражається наступним чином.

$$P_B = \frac{2(1 - L^{-1})}{\log_2 L} Q \left[ \sqrt{\left( \frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (1.11)$$

Тут  $Q(x)$  визначено у формулі (3.43), а  $L$  являє кількість рівнів амплітуди в одному вимірі.

Передбачається, що при відображенні послідовності  $\log_2 L$  біт  $L$ -арний символ використовується код Грея.

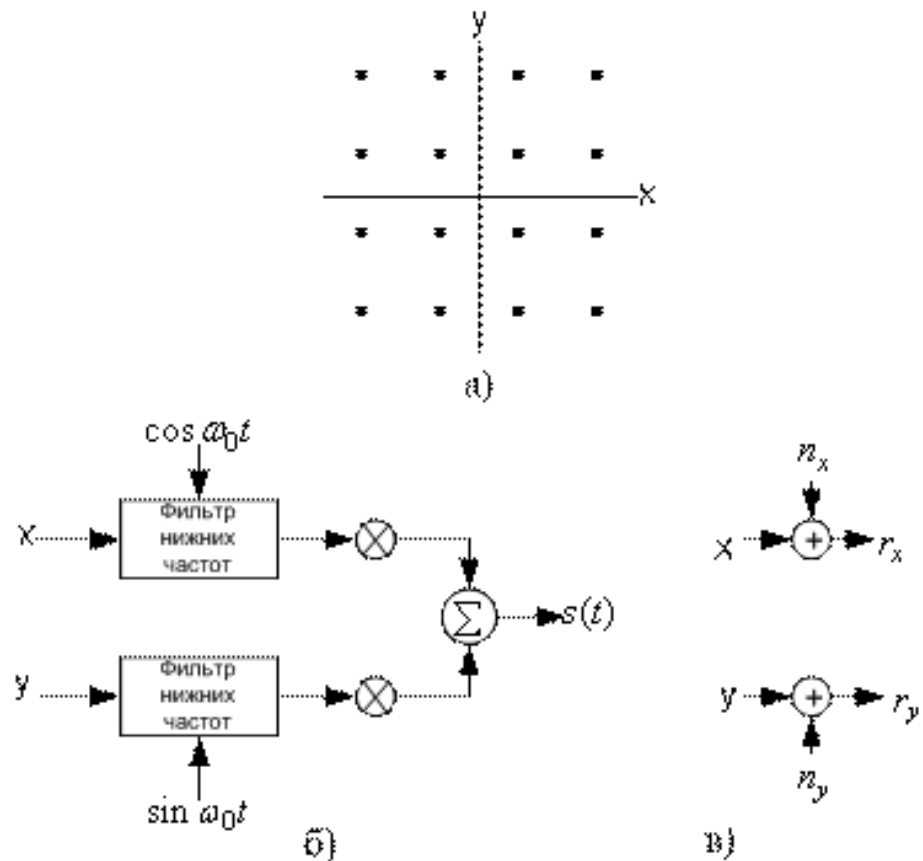


Рис. 1.7. Схема модуляції QAM: а) 16-річний простір сигналів; б) канонічний модулятор QAM; в) модель каналу QAM

### Компроміс між смугою пропускання та потужністю

На рис. 1.8 представлена площина ефективності використання смуги частот, на якій показаний компроміс між смугою пропускання та потужністю при Л/арної модуляції QAM, якщо ймовірність бітової помилки дорівнює  $10^{-5}$ , а значення на осі абсцис вимірюються в середньому  $E_b/N_0$ . Передбачається, що немодулированые імпульси фільтруються по Найквісту, отже двостороння смуга пропускання на проміжній частоті (Intermediate Frequency — IF) дорівнює  $W_{IF} = 1/T$ , де  $T$  — тривалість передачі символу. Отже, ефективність використання лінії частот дорівнює  $R/W = \log_2 M$ , де  $M$  — розмір набору символів. Для реальних каналів і сигналів достовірність передачі нижче зазначеної, оскільки реалізації реальних фільтрів потрібна велика смуга пропускання. З рис. 1.8 видно, що QAM це метод зниження вимог до смуги пропускання при передачі цифрових даних. Як

і при M-арній PSK, за рахунок зниження ефективності використання смуги частот можна отримати вигравш у потужності або  $E_b/N_0$ ; проте при QAM можна реалізувати більш вигідний компроміс, ніж при M-арної PSK.

Приклад 9.5. Вибір схеми модуляції

Нехай потік даних зі швидкістю  $R=144$  Мбіт/с передається радіочастотним каналом з використанням двосмугової схеми модуляції. Передбачається фільтрація по Найквісту та наявність двосторонньої смуги 36 МГц. Яку модуляцію варто вибрати за цих вимог? Якщо доступне  $E_b/N_0$ , дорівнює 20, якою буде можливість бітової помилки?

**Рішення:**

Напишемо потрібну спектральну ефективність.

$$\frac{R}{W} = \frac{144 \text{ Мбіт/с}}{36 \text{ МГц}} = 4 \text{ біт/с/Гц} \quad (1.12)$$

16-річна QAM з теоретичною спектральною ефективністю 4 біт/с/Гц вимагає нижчого значення  $E_b/N_0$ , ніж 16-арна PSK, при тому ж значенні ров. Тому вибираємо модем QAM.

Вважаючи  $E_b/N_0$  рівним 20 і використовуючи формулу (9.54), обчислюємо очікувану можливість бітової помилки.

$$P_B = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4 E_b}{5 N_0}}\right) = 2,5 \times 10^{-5} \quad (1.13)$$

## 1.5 Модуляція та кодування в каналах обмеженої смуги

Методи каналного кодування зазвичай не застосовуються в телефонних каналах (хоча перші випробування послідовного декодування згорткових кодів проводилися саме по телефонній лінії). Нещодавно, однак, виникла суттєва цікавість до методів, які можуть забезпечити ефективне кодування у вузькосмугових каналах. Це з бажанням отримати надійну передачу по телефонних лініях за високих швидкостях передачі. Потенційна ефективність становить близько 3 біт/символ (при цьому відношенні сигнал/шум) або, що те саме, при цій ймовірності помилки можна досягти економії потужності до 9 дБ.

Найбільший інтерес представляють такі три окремі області дослідження кодування.

1. Оптимальні межі сукупностей сигналів (вибір найбільш щільно упакованого підмножини сигналів із будь-якого регулярного масиву або решітки можливих точок).

2. Структури ґрат з високою щільністю (покращення вибору підмножини сигналів за рахунок початку розгляду з найбільш щільною з можливих ґрат простору).

3. Ґратчасте кодування (комбінація методів модуляції та кодування для отримання ефективного кодування у вузькосмугових каналах).

Перші дві області не є "істинними" схемами кодування із захистом від помилок. Під словами "істинна схема кодування із захистом від помилок" мається на увазі метод, який використовує деяку структурну надмірність зниження ймовірності помилки. Надмірність включає лише третя позиція списку, ґратчасте кодування.

## 2. ЕФЕКТИВНІ ТЕХНОЛОГІЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ПРЕДСТАВЛЕННЯ СИГНАЛУ ДЛЯ МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖ 5G

### 2.1. Спектр 5G

Ключовими технологіями для реалізації є метод MIMO (множинні входи, множинні виходи), NOMA (неортогональний множинний доступ), міліметровий діапазон (ММД) хвиль. Домени потужності NOMA, задіяні в MIMO, формуванні променя, просторово-часовому кодуванні. Спектр 5G охоплює не тільки діапазони нижче 6 ГГц, до яких входять діапазони, що використовуються в даний час мереж 4G LTE, але також поширюється на набагато вищі частотні діапазони, які раніше не розглядалися для мобільного зв'язку. Саме використання смуг частот у діапазоні від 24 ГГц до 100 ГГц створює нові проблеми та переваги для мереж 5G. Хоча спектр міліметрових діапазонів (ММД) хвиль простягається до 300 ГГц, очікується, що для 5G використовуватимуться діапазони від 24 ГГц до 100 ГГц. Системи міліметрових діапазонів до 100 ГГц здатні підтримувати ширину каналів до 2 ГГц без необхідності агрегувати смуги разом для підвищення пропускної здатності даних.

Завдяки технічному прогресу в області супутникових технологій реалізуються на дані моменти проекти низькоорбітальних систем, які в даний час розробляються, і на основі яких передбачається реалізація мобільних систем наступних поколінь. У нових супутникових проектах передбачається використання ММД та оптичного спектра ОС. Використання ОС і ММД в космосі має ще більший потенціал у порівнянні з наземними системами, так як відсутність фізичної середовища поглинання сигналу дозволить отримати високу швидкість передачі інформації. Однак для оптичного бездротового наземного каналу властиве сильне поглинання (розсіювання) в гідрометеорах та вплив турбулентності на мерехтіння каналу. Для ММД, зокрема в діапазоні від 100 ГГц, поки не створено малогабаритні технології, що випромінюють малощумові потужні сигнали на достатньо велику відстань. Також канали в ОС і ММД поширюються тільки в межах прямої



видимості. Гібридне застосування ОС та ММД може об'єднати переваги технологій.

## 2.2 Особливості застосування спектру ОС та ММД

Хвилі ММД, ОС мають величезний спектральний ресурс, а також застосування цих діапазонів поки що не вимагає ліцензування. Другою перевагою використання високочастотних діапазонів ММД та ОС є можливість створення дуже вузьких спрямувань антен. Так як за фізичними закономірностями формування і поширення електромагнітних хвиль зі зменшенням довжини хвилі з'являється можливість зменшення кута розкриття антени. Створення вузько направлених випромінювань для ММД в кілька градусів і навіть часткою одного градуса пов'язано з можливістю реалізації багатопроменевого поширення сигналу, що також підвищує продуктивність та енергоефективність таких систем. Розвиток технології керування спрямованості антенних решіток має серйозні обмеження, що притаманні електричним пристроям. Наприклад, мідні провідники мають високі втрати на високих частотах, що призводить до обмеженої смуги пропускання тракту передачі. Крім того, електричні компоненти формування променя мають відносно велику вагу, що також обмежує їх використання.

Оптоелектронні (фотонні) методи ефективно використовуються для формування та передачі радіосигналів міліметрового та терагерцового діапазонів, а також створення вузькоспрямованого випромінювання у фазованих антенних решітках. Методи оптичного гетеродинування та поляризаційного мультиплексування з успіхом використовуються у формуванні та передачі радіосигналів у гібридних волоконно-ефірних системах. Однак, привабливий оптичний спектральний потенціал для використання у відкритому просторі має істотні недоліки, такі як поглинання, спотворення форми сигналу, завмирання, фазові флуктуації і т. д., викликані турбулентністю атмосфери.

У високочастотних областях ММД та ОС сигналів використання оптоелектронних методів є ефективним, і навіть у деяких випадках єдиним можливим способом. Оптоелектронні технології покращують масо-габаритні характеристики та спрощують схеми діаграмоутворення, розширюють миттєву смугу обробки до 10 ГГц та вище, широкий та швидкий (в режимі реального часу)

динамічний діапазон з кроком менше 125 кГц, підвищують прихованість функціонування за рахунок роботи на фоні сильних завод.

Для ОС сильно проявляється залежність від гідрометеорів, наявності диму, пилу та інших забруднень повітря. У сильний туман або снігопад загасання може досягати 60-70 дБ/км. У ясних погодних умовах атмосферні турбулентності виявляються основним джерелом мерехтіння пучка. Це виникає через перепади температури та тиску, що призводять до зміни показника заломлення. Незважаючи на зазначені проблеми, атмосферний лазерний зв'язок виявився цілком надійним на відстані близько 1-2 км, і коефіцієнт доступності атмосферних оптичних ліній оцінюється як 99%. Для відстаней 5-10 км і вище перевага може мати технології передачі ММД, внаслідок різних фізичних характеристик поширення сигналів ОС і ММД (рис. 1).

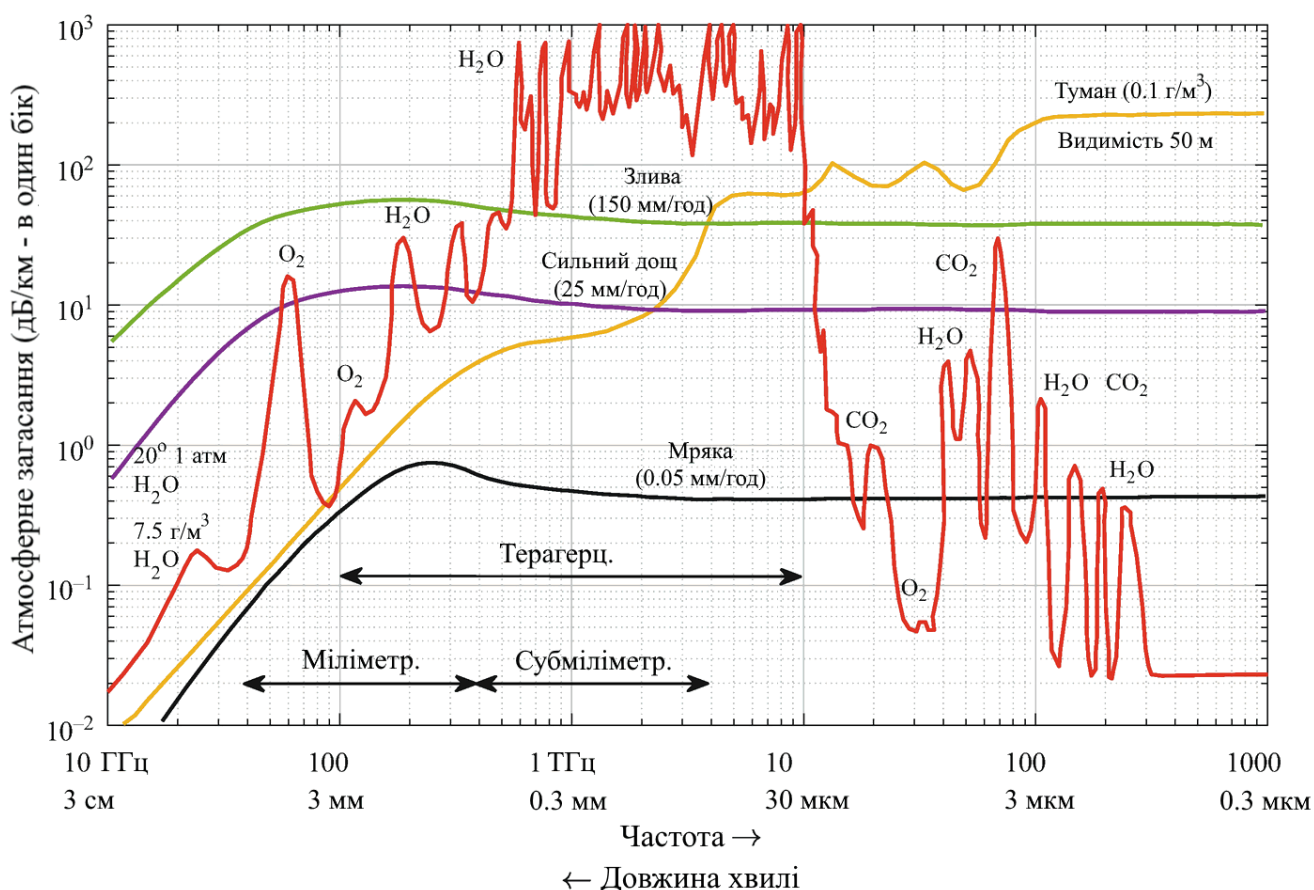


Рис. 2.1. Залежність атмосферного поглинання температури у смузі з частотами 10 ТГц – 1000 ТГц через різні фактори

### 2.3 Ефективність застосування MIMO-RF технології з поляризаційною маніпуляцією

Різні види поляризованих електромагнітних хвиль і зміна їх стану поляризації отримують додаванням горизонтальних та вертикальних компонентів поля двох лінійно поляризованих хвиль, що відрізняються один від одного площинами поляризації та фазами коливань, але розповсюджуються в одному напрямку. У випадку, якщо лінійно поляризовані за напрямками ОУ та ОХ хвилі (тобто ортогонально поляризовані складові) мають однакові амплітуди та збігаються по фазі, то результуюча хвиля також лінійно поляризована у напрямку з орієнтацією під кутом 45 град. Якщо амплітуди рівні, а зрушення фаз становить  $\pi$ , то результуюча хвиля є лінійно поляризованою та має орієнтаційний кут – 45 град. Коли амплітуди ортогональних складових не дорівнюють і при фазовому зрушенні  $\Delta\varphi=n\pi$  ( $n=0, 1, 2\dots$ ) результуюча хвиля буде лінійно поляризованою з азимутом  $\beta=\arctg(E_x/E_y)$ . Система з двох лінійно поляризованих антен, орієнтованих відповідним чином і живляться струмами різної фази, може бути джерелом хвиль поляризації, що обертається.

Для підвищення спектральної ефективності систем радіопередачі використовується технологія MIMO з одним радіочастотним сигналом для масиву передаючих антен із просторовою поляризаційною модуляцією. У такому випадку спектральна ефективність мультиплексування, 1 біт на використання каналу:

$$R = \log_2 P, \text{ bpcu}, \quad (2.1)$$

bpcu - кількість бітів за кожне використання каналу (англ. bits per channel use).

$P$  – число станів поляризації (лінійні, кругові, еліптичні),  $P \{x_0, x_1, \dots, x_{P-1}\}$  із середньою потужністю на 1 символ  $E[|x_p|^2] = 1$ .

Схему модуляції з узагальненою поляризаційною маніпуляцією (PolarSK, англ. Polarization Shift Keying), яка використовує стани поляризації в передавальній

антенній решітці з подвійною поляризацією як один біт інформації для підвищення загальної спектральної ефективності, представлена на рис.2.2.

Математичний аналіз стану поляризації зазвичай здійснюється векторами

$$\text{Джонса: } x_p = \begin{bmatrix} x_{p,V} \\ x_{p,H} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_p \exp(j\varphi_{p,V}) \\ \sin \varepsilon_p \exp(j\varphi_{p,H}) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

де  $p = 0, 1, 2, \dots, P-1$  є індексом стану поляризації,  $x_p$ ,  $\varphi_{p,V}$  та  $\varphi_{p,H}$  - параметри поляризації, що визначають поляризовані стани сигналу (передавальні антени з вертикальною  $V$  та горизонтальною  $H$  поляризацією відповідно),  $\varepsilon_p$  позначає кут поляризації.

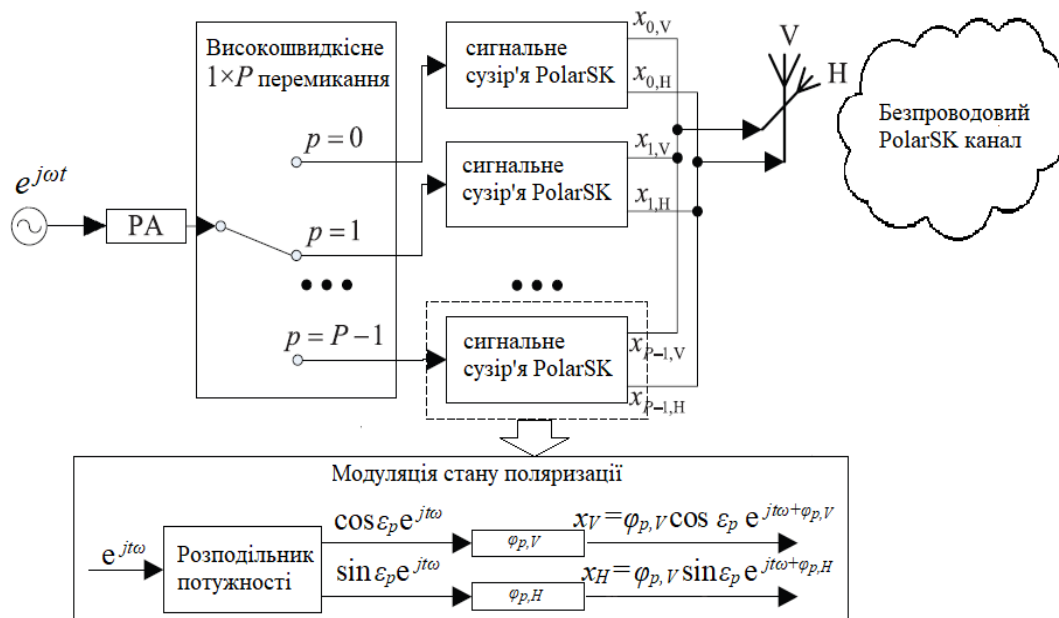


Рис.2.2. Схема MIMO-RF передавальної одночастотної PolarSK антенної решітки.

У блоці PolarSK інформаційні біти відображаються на індекси різних станів поляризації (лінійні, кругові, еліптичні) в одній антені з подвійною поляризацією

Якщо використовувати схему PolarSK як  $\varphi_{p,v} = \frac{2\pi q_v}{M}$ ,  $\varphi_{p,h} = \frac{2\pi q_h}{M}$ , де  $q_v, q_h = 1, 2, \dots, M$  - фазові індекси сигналів, що передаються вертикальною і горизонтальною передавальними антенами,  $M$  - порядок модуляції. Тоді стан поляризації можна описати:

$$x_k = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_k \exp\left(j \frac{2\pi q_v}{M}\right) \\ \sin \varepsilon_k \exp\left(j \frac{2\pi q_h}{M}\right) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$k = 1, 2, \dots, K$  — номер(число)  $\varepsilon_p$ .

На рис.2.3 представлено приклад сигнального сузір'я PolarSK.

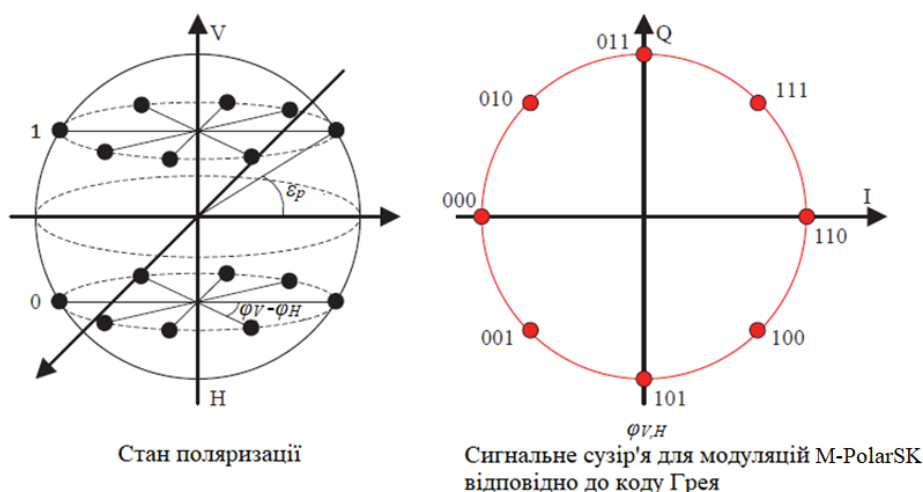


Рис.2.3. Сузір'я сигнальних точок для схем модуляції PolarSK.

У відповідності з (2.3)-(2.5) кількість бітів за кожне використання каналу можна виразити:

$$R = \log_2(M^2 K), \text{ бpcy.} \quad (2.4)$$

## 3 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЄМНОСТІ та ЗАВАДОЗАХИЩЕННОСТІ СИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИХ ЕФЕКТІВ ДЛЯ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ В ОПТИЧНОМУ І РАДІО- ДІАПАЗОНАХ

### 3.1 Показники спектральної та енергетичної ефективності

Показники спектральної та енергетичної ефективності є найважливішими показниками для радіосистем передачі. Однак при оптимізації параметрів при проектуванні стільникової мережі наступного покоління було показано, що орієнтовані показники спектральної ефективності  $\eta_{SE}$  не відповідає рівню енергетичної ефективності  $\eta_{EE}$ . Доведено також, що із збільшенням пропускної здатності  $\eta_{EE}$  монотонно зменшується.

Ця негативна кореляція означає, що енергоефективні рішення що неспроможні досягти теоретичної пропускної спроможності каналу, що офіційно означає компроміс. Як доказ концепції дослідження, проведене в роботі дослідників з Huawei Technology, де показаний взаємозв'язок для каналу з адитивним гауссівським білим шумом (AWGN) між потужністю шуму та  $\eta_{EE}$ :

$$\eta_{EE} = \frac{C}{N_0(2^C - 1)}, \quad (3.1)$$

$C$  — пропускна здатність каналу Шеннона,  $N_0$  — спектральна густина потужності шуму. Знаменник правої частини (5) зростає швидше за чисельника зі зростанням  $C$ . Математично коли  $\eta_{EE} \rightarrow 0$ , тоді як  $C \rightarrow \infty$  і навпаки. З взаємозв'язку, представленої у формулі (3.1) видно, що необхідний компроміс та балансування між спектральною та енергетичною ефективністю.

Досягнення оптимального балансу між енергетичною та спектральною ефективностями можливо з використанням нової схеми функціонування систем передачі інформації з використанням просторової модуляції.

Системи передачі з декількома МІМО з поляризаційним мультиплексуванням - перспективна концепція, де можуть бути задіяні одночастотна технологія передачі. Для загальної моделі із просторовою модуляцією сигналу важливі позначення:  $N_t$  і  $N_r$  - кількість випромінюючих елементів передавальних та приймальних фазованих антенних решіток відповідно. Порядок модуляції позначається  $M$ , а кількість бітів на символ позначається  $m$ , таким чином,  $M = 2^m$ , тоді

$$R = \log_2(M) + \log_2(N_t). \quad (3.2)$$

Наприклад, для  $M=4$ ,  $N_t=2$  відповідно  $R = \log_2(4) + \log_2(2) = 3$  бпсу.

На рис.3.1 представлені графіки залежності  $R$  для різного порядку модуляції.

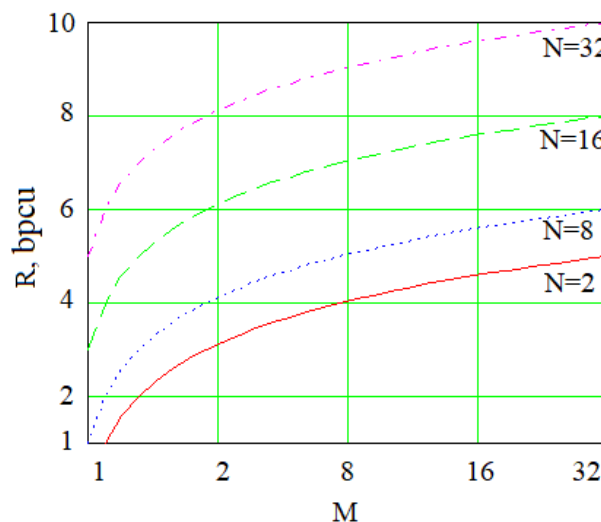


Рис.3.1. Залежність  $R$  для різного порядку модуляції  $M$  та кількості випромінюючих елементів  $N$  передавальної антенної решітки

Модулі формування випромінювання для МІМО антенних решіток, особливо для ММД, мають складні конструкції та нелінійні характеристики. Для аналізу ефективності використання смуги частот необхідно математичне моделювання



вихідного струму, співвідношення сигнал/шум (SNR), інших параметрів для різних варіантів модуля формування випромінювання. На рис.3.1 представлено наближену оцінку спектральної ефективності каналу з використанням просторової модуляції та технології MIMO антенних решіток.

Концепція гібридного FSO-MIMO і RF-MIMO у міліметровому діапазоні як потенційний метод для пом'якшення ефектів атмосферної турбулентності представлено на Рис.3.2.

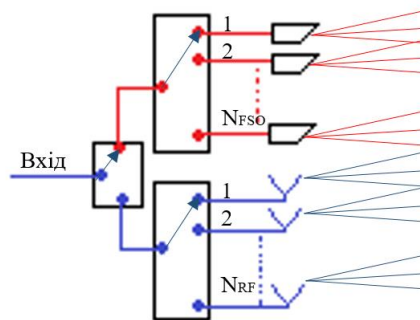


Рис.3.2. Принципіальна схема гібридної конфігурації FSO-MIMO і RF-MIMO у міліметровому діапазоні

### 3.2 Інформаційна ємність сигналів та теоретична обґрунтованість ефективності просторових параметрів модуляції

Як відомо, теорії інформації для каналів передачі дискретних сигналів (дискретні канали зв'язку) використовуються поняття технічної та інформаційної швидкості передачі даних.

Під технічною швидкістю передачі  $V_t$  мають на увазі число елементарних сигналів (символів), що передаються каналом в одиницю часу. Прикладом елементарного символу є однополярний електричний імпульс тривалістю  $t_s$  на тактовому інтервалі  $T$ . Швидкість передачі інформації вимірюється в бітах в секунду і визначається співвідношенням:  $V_h = V_t H(s)$ , де  $H(s)$  є ентропією символу. Для двійкових дискретних символів  $[0, 1]$  при постійній амплітуді імпульсів значення  $H(s)$  дорівнює 1. При числі  $L$  можливих рівноймовірних рівнів амплітуди імпульсів (рівень завад менше різниці рівнів амплітуд імпульсів) значення  $H(s)$  дорівнює  $\log L$ .

$$I(S) = N \log L = (t/T) \log L. \quad (3.3)$$

З (3.3) видно, збільшення кількості рівнів  $L$  збільшує пропускну здатність каналів зв'язку.

Котельниковим і Шенноном встановлено, що й аналоговий сигнал має обмежений спектр, він може бути відновлено однозначно і без втрат за своїми дискретними відліками, взятим із частотою строго більше подвоєної максимальної частоти спектра сигналу  $F_{\max}$ :

$$N = T_s / \Delta t = 2F_{\max} T_s. \quad (3.4)$$

З цього отримуємо

$$I(S) = 2F_{\max} T_s \log L. \quad (3.5)$$

З рівняння (3) видно, що інформаційна ефективність сигналу зростають із розширенням його спектра та складності уявлення сигналу. Із загальної теорії інформаційних сигналів  $L$  є безліч сигналів, об'єднаних будь-якою властивістю, характерною для всіх і кожного з сигналів даної множини. Безліч  $L$  при аналізі сигналів і систем може розглядатися як спеціальним чином сконструйований

багатовимірний (у межі – нескінченномірний) геометричний простір. Для багаторівневої амплітудної модуляції число  $L$  можливих рівноймовірних рівнів амплітуди імпульсів (рівень перешкод  $P_n = \delta^2$  менше різниці рівнів амплітуд імпульсів) представляється при середній потужності сигналу  $P_s = s^2$  у вигляді:

$$L = \sqrt{\frac{s^2 + \delta^2}{\delta^2}} = \sqrt{1 + \frac{s^2}{\delta^2}}. \quad (3.6)$$

Пропускна здатність каналу, схильного до адитивного білого гауссівського шуму  $P_n$ , для двійкової системи числення визначається теоремою Шеннона – Хартлі як:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_n} \right). \quad (3.7)$$

Смуга пропускання каналу зв'язку  $B$  з обмежується граничною частотою за рівнем загасання сигналу рівня статистичних перешкод, при цьому значення  $F_{\max} \leq 2B$ .

Аналізуючи рівняння (1-5) і повніший математичний аналіз можна припустити, що ефективними методами підвищення інформаційної ємності сигналу можуть бути методи просторової модуляції сигналів, зокрема, з використанням поляризаційних ефектів.

### 3.3 Поляризаційна модуляція інформаційних сигналів

Електричне поле електромагнітної хвилі визначається виразом

$$E(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \sin(2\pi f \cdot t - \vec{k} \cdot \vec{r} + \varphi), \quad (3.8)$$

$\vec{E}_0$  є векторною амплітудою, яка показує напрямок електричного поля хвилі, тобто поляризацію,  $\vec{k}$  є хвильовим вектором, який показує напрямок поширення хвилі.  $f$  і  $\varphi$  – частотою та фазою несучої хвилі,  $\vec{r}$  радіус-вектор цієї точки.

Всі види поляризації можна виразити у сумі двох ортогональних поляризацій. Якщо електричне поле сигналу поширюється вздовж осі  $z$ , тоді ортогональні складові сигналу можна виразити як:

$$\vec{E}(z, t) = \vec{i}_x E_x \sin(2\pi f t - kz) + \vec{i}_y E_y \sin(2\pi f \cdot t - kz + \varphi), \quad (3.9)$$

де  $\vec{i}_x, \vec{i}_y, E_x, E_y$  та  $\varphi$  - поодинокі вектори напрямків  $x$  та  $y$ , амплітуда компонент електричного поля вздовж осей  $x$  та  $y$ , різниця фаз між компонентами відповідно. Рівняння (7) виражає еліптичні хвилі із круговою поляризацією. Коли  $\varphi = 0$  або  $\pi$ , радіохвиля стає лінійно поляризованою. при  $\varphi = \pm \pi/2$  та  $E_x = E_y$  хвиля стає круговою поляризацією (рис.3.3).

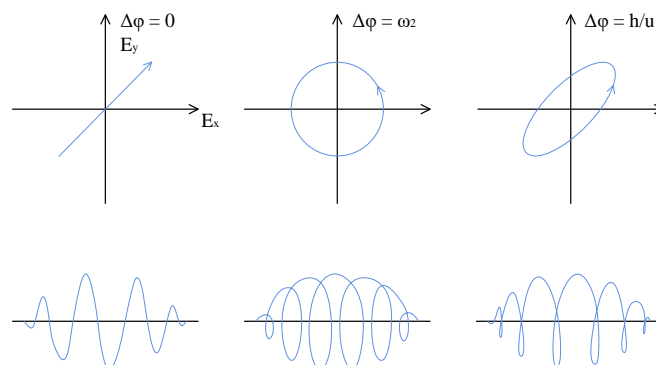


Рис. 3.3 Принцип формування поляризаційної модуляції

Поляризаційні ефекти вже використовуються в поляризаційних активних антенних решітках, у методах бінарної поляризаційної маніпуляції (PolSK,

Polarization Shift Keying,)), що використовуються як у бездротових радіосистемах для оптичних ліній зв'язку у вільному просторі (FSO), для оптоелектронних методів генерації СВ числа ММД, на основі PolSK оптичної несучої, з форматами модуляції ASK, FSK і PSK для радіочастотного сигналу. Більш широкі пропозиції знаходять методи на основі поляризації для збільшення коефіцієнта мультиплексування, і в бінарних системах передачі інформації використовують два стани лінійної поляризації зі зсувом  $\pi/2$ . В експериментальних результатах зазначається, що використання поляризаційних ефектів під час передачі сигналів у бездротовому середовищі зменшує чутливість каналів до турбулентності атмосфери, а також підвищує спектральну ефективність.

Як уже було зазначено вище, для телекомунікаційних технологій наступних поколінь пропонується використання високочастотних діапазонів міліметрового та терагерцевого діапазонів, а також і відкритих оптичних систем зв'язку. Ці діапазони передбачаються і вже реалізується у наземних, супутникових системах зв'язку. Об'єднання таких технологій з використанням ММД (45–75 ГГц, 75–110 ГГц) та оптичного спектру (ОС) зможе забезпечити високу пропускну здатність та широке географічне охоплення.

Для доставки сигналів на таких високих частотах може використовуватися технологія радіозв'язку з використанням технології (RoF, Radio-over-Fiber), яка відрізняється гібридною волоконно-ефірною топологією мереж з можливостями віддаленого радіопристрою на високих частотах. У цій роботі пропонується використання складних схем поляризаційної модуляції в бездротових та гібридних волоконно-ефірних системах зв'язку, з конвертацій радіодіапазону за допомогою оптичних доменів. Можливість модуляції стану поляризації складних схем останнім часом стає можливою завдяки розробкам поляризаційно-чутливих квантових матеріалів з нетривіальними спіновими, долинними або хіральними властивостями, які чутливі до світлової спіральності. Пропонуються інтегровані активні антенні решітки з рухомою поляризацією лінійних та циклічних видів.

### 3.4 Принципові схеми волоконно-ефірної передачі сигналів та просторовою модуляцією сигналів

Пропоновані принципові схеми, які можуть працювати в оптичному та ММД, з використанням просторової модуляції сигналів показані на рис. 2 та рис.3. На рис.2 система має конфігурацію бездротових систем в оптичному діапазоні, волоконно-оптичну частину яка формує інформаційні оптичні сигнали з поляризаційним мультиплексуванням. У приймачі FSO методом оптичного гетеродина (частота биття  $f_{RF}$  відповідає різниці частот Laser1 і Laser2) сформовані оптичні домени у фотодетекторі перетворюються на електричні сигнали. Поляризаційний світлодільник (PBS) використовується для отримання поляризованих когерентних радіосигналів у напрямках X та Y. У частині бездротового з'єднання є дві антени з кожної сторони для формування MIMO  $2 \times 2$ . Дана система може формувати сигнали високочастотної області ММД (рис.3.4).

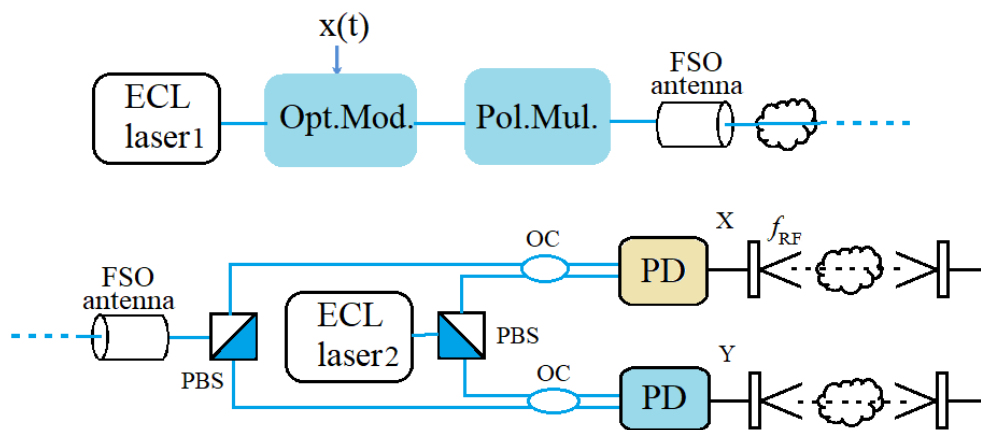


Рис. 3.4. Принципова схема волоконно-ефірної передачі сигналів з оптичним поляризаційним мультиплексуванням у поєднанні з MIMO:

ECL laser, одночастотний лазер із зовнішнім резонатором;

Opt.Mod., оптичний модулятор;

Pol.Mul., поляризаційний мультиплексор;

PBS, поляризаційний світлодільник;

OC, оптичний з'єднувач; PD, фотодетектор,  $f_{RF}$

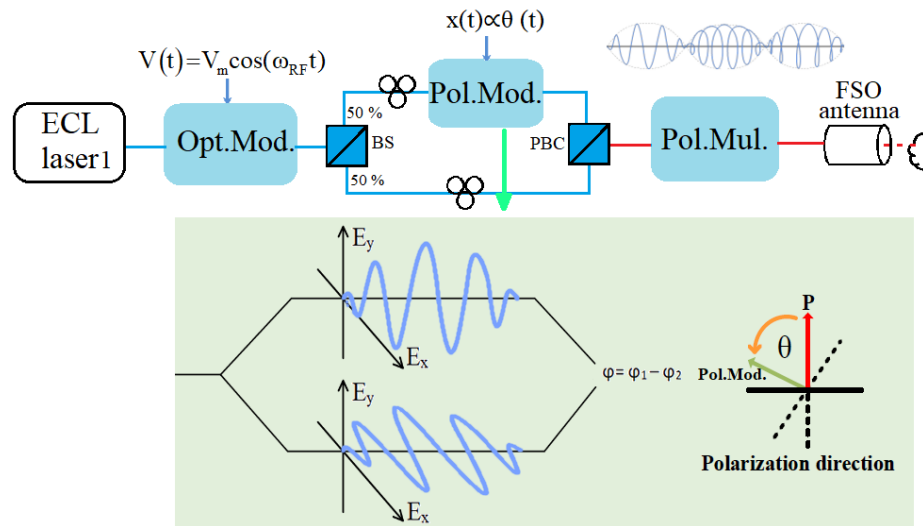


Рис. 3.5. Принципова схема оптоелектронного формування радіочастотних імпульсів в оптичному діапазоні з просторовою модуляцією та передачею по каналу FSO: ECL laser, одночастотний лазер із зовнішнім резонатором; Opt.Mod., оптичний модулятор; PBC, суматор поляризаційних променів (англ. polarization beam combiner); BS, світлодільник (англ. beam splitter); OC, optical coupler.

Принципові системи можуть бути використані в гібридних волоконно-ефірних конфігураціях мереж, де бездротова оптична система може працювати на невеликих площах покриття, всередині приміщень. Однак подібні системи також можуть бути задіяні в глобальному масштабі супутникових систем зв'язку, але з пристроями, що формують потоки потужнішого оптичного випромінювання.

Теоретично проаналізовано ключові технології, що пропонуються для реалізації мобільних систем 5 G. Проаналізовано особливості застосування спектру оптичного та міліметрового діапазонів хвиль та концепції сумісного застосування безпроводових оптичних систем (FSO) та міліметрових технологій. Запропоновано схему модуляції з узагальненою поляризаційною маніпуляцією (PolarSK), що використовує стани поляризації в передавальній антенній решітці з подвійною поляризацією. Запропоновано методику аналізу ефективності використання смуги частот для технології MIMO та концепція гібридного FSO-MIMO і RF-MIMO у міліметровому діапазоні. Отримано залежність ефективності передачі, тобто кількості бітів на символ, для різного порядку модуляції та кількості

випромінюючих елементів передавальної антенної решітки. Розглянута концепція гібридного застосування FSO-MIMO і RF-MIMO система може бути потужним, масштабованим і економічно ефективним рішенням для мобільних мереж 5G та наступний покоління.

Перспективні системи зв'язку розвиваються у напрямку ускладнення конфігурації мереж, розширення спектра сигналів, інтеграції наземних, супутникових, волоконних, відкритих оптичних технологій. Поляризаційні методи обробки сигналів, конвертація радіосигналів в оптичні домени, є перспективними методами збільшення спектральної ефективності, і навіть зменшення впливу атмосфери. У роботі аналізуються способи збільшення інформаційної ємності сигналів, принципові схеми волоконно-ефірної передачі в оптичному та радіодіапазонах, у тому числі в міліметровому діапазоні, з використанням поляризаційних ефектів для просторової модуляції інформаційних сигналів. Подібні схеми з використанням бездротових ділянок мережі в оптичному та високочастотному радіодіапазонах, і волоконних лініях можуть бути використані як у невеликих масштабах наземних мереж, так і в глобальному покритті.

Ключові слова: просторова модуляція, інформаційна ємність, поляризаційний сигнал, radio-over-fiber, міліметрові хвилі, телекомунікаційні системи

Основними вимогами у розвиток телекомунікаційних систем є зростання швидкості передачі, збільшення інформаційної ємності, і навіть ефективність використання високих частот. Передовими рішеннями таких проблем на сьогодні є розробки технології множинного доступу (англ. multiple input multiple output, MIMO) з ортогональним частотним поділом каналів (англ. orthogonal frequency-division multiple access, OFDMA). Так, для стільникових систем 5G покоління технологія масивного MIMO вважається ефективним методом збільшення пропускної здатності системи за рахунок формування кількох променів для спільного використання простору. Однак традиційним для зв'язку є використання модуляції інформаційних сигналів, що ґрунтуються на зміні параметрів у часовій області, таких як амплітуда, частота та фаза. Формування та обробка таких сигналів



вимагають енергоємних та складних методів цифрової обробки, а також збільшується вихідна потужність OFDMA сигналів внаслідок збільшення пік-фактору (англ. peak-to-average power ratio, PAPR). Амплітудні та фазові шуми електронних пристроїв також обмежують вихідну потужність сигналів, модульованих QAM методом високого порядку. Наприклад, квадратурна модуляція в бездротовій ділянці в міліметровому діапазоні (ММД) на гігабітних швидкостях становить кілька метрів, оскільки фазовий шум обмежує вихідну потужність сигналу. Для майбутніх систем зв'язку передбачається IoT/ІоЕ до мереж підключається безліч різних пристроїв через наземні та космічні лінії зв'язку, у яких будуть задіяні міліметровий діапазон та оптичний спектр сигналів. Для таких систем будуть потрібні вдосконалені і в той же час прості схеми підключення, антени та інше високопродуктивне обладнання налаштування бездротових модулів. Крім того, у майбутніх вузькоспрямованих системах зв'язку паралельно будуть задіяні технології радіолокації та бездротова передача енергії. Однак реальні електромагнітні хвилі є векторною величиною, і у них є просторові параметри, такі як поляризація та напрямок поширення. Методи просторової модуляції сигналів не використовувалися ефективно у традиційних системах бездротового зв'язку.

Останні удосконалені системи бездротового зв'язку використовують частину цих просторових ефектів. Прикладами використання просторової модуляції (spatial modulation, SM) є MIMO технологія з поляризаційним мультиплексуванням з використанням поляризаційно-чутливих компонент. У системах бездротового зв'язку наступного покоління використання просторових параметрів необхідне досягнення більш високих швидкостей передачі даних, більшої ємності та ефективності використання більш високих радіочастот, а також оптичного спектра. У волоконно-оптичних системах зв'язку використовується ущільнення по поляризації (англ. polarization division multiplexing, PDM), поляризаційні ефекти ефективно використовується в методах обробки оптичних сигналів, з використанням таких компонентів, як оптичні поляризатори, волоконні дзеркала, обертачі і рефлектори зі збереженням поляризації. Такі ж технології можна

використовувати для бездротових оптичних систем. Оптоелектронні методи є ключовим рішенням для реалізації систем бездротового зв'язку в міліметровому та терагерцевому діапазонах. Оптичні технології пропонуються для з'єднань між наземними станціями, безпілотними літальними апаратами, у космічних системах зв'язку та інших унікальних додатках. Концепції повністю оптичного зв'язку висвітлюються у проектах HydRON, "Fibre in the Sky". Оптоелектронні (фотонні) методи ефективно використовуються для формування та передачі радіосигналів міліметрового та терагерцевого діапазонів, а також створення вузьконаправленого випромінювання у фазованих антенних решітках. Методи оптичного гетеродинування та поляризаційного мультиплексування з успіхом використовуються у формуванні та передачі радіосигналів у гібридних волоконно-ефірних системах. Однак привабливий оптичний спектральний потенціал для використання у відкритому просторі має істотні недоліки, такі як поглинання, спотворення форми сигналу, завмирання, фазові флуктуації і т. д. викликані турбулентністю атмосфери. Показано, що найменше впливає турбулентність атмосфери на імпульсні методи модуляції. А також стани поляризації сигналу мають найбільш стабільні властивості, порівняно з амплітудою. Амплітудний і особливо фазовий шум електронних пристроїв також обмежує вихідну потужність високочастотних сигналів, що обмежує відстань передачі. Тому дослідження ефективних методів модуляції для забезпечення високої спектральної та енергетичної ефективності на основі імпульсних методів модуляції, а також використання поляризаційних ефектів є перспективним і бачиться довгостроковим напрямком досліджень. У високочастотних областях міліметрового та оптичного спектрів сигналів використання оптоелектронних методів є ефективним, і навіть у деяких випадках єдиним можливим способом.

## ВИСНОВКИ

В бакалаврській роботі проаналізовано, що розробка багатопозиційних методів модуляції сигналів із використанням просторових змінних параметрів є ефективним напрямом для збільшення спектральної та енергетичної ефективності, стійкості та завадозахищеності зв'язку.

Також показано, що гідридне застосування оптичного та міліметрового діапазонів хвиль, а також гібридної концепції FSO-MIMO і RF-MIMO технологій, є ефективним рішенням для подолання впливу турбулентності, збільшення ефективності передачі. Запропоновані методика аналізу ефективності, схема одночастотної MIMO-RF із просторовою поляризаційною модуляцією, схема гібридної конфігурації FSO-MIMO і RF-MIMO у міліметровому діапазоні може бути використані як ефективні рішення для майбутніх систем зв'язку великої ємності та високої швидкості.

Принципова схема волоконно-ефірної передачі з застосуванням поляризаційних ефектів в оптичному та високочастотних радіо-діапазонах, що включає волоконні та бездротові лінії передачі, може бути використана як у невеликих масштабах наземних мереж, так і в глобальному покритті.

Подальше вивчення різних видів поляризаційної модуляції сигналів в імпульсному режимі, методів їх технічної реалізації для передачі, обробки та управління активними антенними решітками є досить перспективним для створення захищених інформаційних систем.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. A. E. Kononyuk, Fundamentals of scientific research (general theory of experiment), Kyiv: Osvita Ukrainy, Book 1, 2011.
2. Shannon, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. The Bell system technical journal, 27(3), 379-423.
3. Shannon, C. E. (1949). Communication theory of secrecy systems. The Bell system technical journal, 28(4), 656-715.
4. A. Kanno, P. T. Dat, N. Sekine, I. Hosako, N. Yamamoto, Y. Yoshida, K.-I. Kitayama, T. Kawanishi, "Seamless fiber-wireless bridge in the millimeter- and terahertz-wave bands," J. Lightw. Technol., vol. 34, Oct. 2016, pp. 4794–4801.
5. J. Xiao, C. Zhao, X. Feng, X. Dong, J. Zuo, J. Ming, Y. Zhou, "Review on the Millimeter-Wave Generation Techniques Based on Photon Assisted for the RoF Network System," Advances in Condensed Matter Physics, 2020.
6. C. Lim, Y. Tian, C. Ranaweera, T. A. Nirmalathas, E. Wong, and K.-L. Lee, "Evolution of radio-over-fiber technology," J. Lightw. Technol., vol. 37, no. 6, 2019, pp. 1647–1656.
7. R.-K. Shiu, S.-J. Su, Y.-W. Chen, Q. Zhou, J. Chiu<sup>1</sup>, G.-M. Shao, L. Zhao, P.-C. Peng<sup>1</sup>, G.-K. Chang, "RF fading circumvention using a polarization modulator for supporting W-band RoF transport from 85 to 95 GHz," Proc. Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib., 2020. pp. 1-3.
8. M. Morant, R. Llorente, "Performance Analysis of Carrier-Aggregated Multiantenna  $4 \times 4$  MIMO LTE-A Fronthaul by Spatial Multiplexing on Multicore Fiber," J. Lightw. Technol., vol. 36, no. 2, Jan. 2018, pp. 594–600.
9. Y. A. Kremenetskaya, S. E. Markov, Yu. V. Melnyk, "Structural optimization of optoelectronic components in millimeter-wave radio-transmitting modules, " Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics. vol. 23, no. 4, 2020, pp. 424–430.
10. А. Лебедев. Вибір бездротової технології для промислового застосування // Електронні компоненти. №4. 2012.

11. M. Giordani, M. Polese, M. Mezzavilla, S. Rangan, and M. Zorzi, "Toward 6G Networks: Use Cases and Technologies," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 3, pp. 55–61, Mar. 2020.
12. F. Babich, M. Comisso, A. Cuttin, M. Marchese, and F. Patrone, "Nanosatellite-5G Integration in the Millimeter Wave Domain: A Full Top-Down Approach," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 19, no. 2, pp. 390–404, Feb. 2020.
13. M. A. Khalighi and M. Uysal, "Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2231–2258, 2014.
14. M. Giordani and M. Zorzi, "Non-Terrestrial Networks in the 6G Era: Challenges and Opportunities," *IEEE Network*, pp. 12–19, 2020.
15. J. Loughran, "Starlink launches 60 more satellites but commercial service faces delays," *Engineering and Technology (IET)*, Nov. 2020. [Online]. Available: <https://eandt.theiet.org/content/articles/2020/11/starlink-launches-60-more-satellites-but-commercial-service-faces-delays/>
16. J. Yu, X. Li, and W. Zhou, "Tutorial: Broadband fiber-wireless integration for 5G+ communication," *APL Photonics*, vol. 3, no. 11, p. 111101, Nov. 2018.
17. S. Jia et al., "THz photonic wireless links with 16-QAM modulation in the 375-450 GHz band," *Optics Express*, vol. 24, no. 21, p. 23777, Oct. 2016.
18. Кременецька Я. А., Макаренко А. О., Руденко Н. В., Березнюк А. В., Лазебний С. Г., Яковець В. П. Багаторівнева модель наземних і неназемних телекомунікацій із застосуванням технологій оптичного бездротового зв'язку // *Зв'язок*, – 2021. – № 3 (151). – С. 3-11.
19. Я. А. Кременецька, А. О. Макаренко, Н. В. Руденко, В. И. Кравченко, К. Д. Бутолін, "Методи підвищення інформаційної ємності сигналів з використанням поляризаційних ефектів для систем зв'язку в оптичному і радіо-діапазонах" *Зв'язок*, – 2021. – № 5(153).
20. Сивик О. С., Олійник Н. О., Сподарцев І. М., Сидоренко О. В., Яковець В. П., Кременецька Я. А. Аналіз напрямків розвитку майбутніх телекомунікаційних технологій // *Зв'язок*, – 2021, – № 3 (151), – С. 17-21.

21. A. Kanno, K. Inagaki, I. Morohashi, T. Sakamoto, T. Kuri, I. Hosako, T. Kawanishi, Y. Yoshida, K. Kitayama, "20-Gb/s QPSK W-band (75–110GHz) wireless link in free space using radio-over-fiber technique", *IEICE Electron. Exp.*, vol. 8, no. 8, pp. 612-617, 2011.
22. A. Kanno, K. Inagaki, I. Morohashi, T. Sakamoto, T. Kuri, I. Hosako, T. Kawanishi, Y. Yoshida, K. Kitayama, "40 Gb/s W-band (75–110 GHz) 16-QAM radio-over-fiber signal generation and its wireless transmission", *Opt. Exp.*, vol. 19, no. 26, pp. B56-B63, 2011.