ВСТУП

Сучасний етап розвитку телекомунікаційних і радіотехнічних систем характеризується стрімким зростанням обсягів переданої інформації, підвищенням вимог до спектральної та енергетичної ефективності, а також необхідністю забезпечення високої завадостійкості зв'язку в умовах складних і нестаціонарних каналів поширення. Радіотехнічні системи відіграють ключову роль у забезпеченні ефективного обміну даними в науці, промисловості, транспорті та повсякденному житті, а якість їх функціонування значною мірою залежить від ефективності приймання сигналів та мінімізації спотворень під час передавання інформації.

У таких умовах особливого значення набувають методи прийому сигналів, здатні забезпечити мінімальну ймовірність помилки за наявності шумів, завмирань і різноманітних перешкод. Одним із найбільш ефективних підходів є когерентний оптимальний прийом, який базується на використанні апріорної інформації про параметри сигналу та каналу і реалізує критерій максимальної правдоподібності. Застосування багатопозиційних сигналів, зокрема M-PSK, M-QAM, APSK та FSK, дозволяє суттєво підвищити швидкість передавання даних і спектральну ефективність сучасних систем зв'язку, що є особливо актуальним для мереж мобільного зв'язку п'ятого покоління (5G) та перспективних систем 6G.

Водночас збільшення порядку модуляції призводить до зростання чутливості систем до шумів, фазових спотворень, доплерівського зміщення та завмирань сигналу. Ускладнення електромагнітної обстановки внаслідок одночасної роботи великої кількості радіотехнічних засобів негативно впливає на умови прийому багатопозиційних сигналів і зумовлює зростання ймовірності помилок. Це визначає необхідність використання ефективних алгоритмів когерентного прийому, відновлення фази та когерентного накопичення сигналів.

Аналіз наукових досліджень у галузі теорії зв'язку свідчить, що когерентний оптимальний прийом забезпечує гранично можливу завадостійкість у каналах з адитивним білим гаусовим шумом і є теоретичною основою для аналізу більш складних моделей каналів, зокрема з релеївськими та райсівськими завмираннями.

У працях вітчизняних і зарубіжних авторів, зокрема В. К. Стеклова, Л. Н. Беркмана, В. О. Пелішка, І. Я. Дедіва та Л. І. Хвостівської, детально розглядаються питання класифікації сигналів, методів модуляції, синфазного детектування та оцінки ймовірності помилок у цифрових системах зв'язку. Разом із тим більшість досліджень зосереджена переважно на теоретичних аспектах, тоді як практична оцінка ефективності когерентного прийому в неідеальних каналах з фазовими шумами, доплерівськими спотвореннями та багатопроменевим поширенням потребує подальшого розвитку.

Актуальність теми. Актуальність даної дипломної роботи умовлена необхідністю комплексного дослідження методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів в умовах дії шумів і перешкод, а також оцінки його ефективності для сучасних і перспективних телекомунікаційних систем. Це є особливо важливим для впровадження та розвитку мереж 5G/6G в Україні, де спостерігається зростання обсягів трафіку даних та ускладнення радіоелектронної обстановки.

Підставами для розроблення теми є сучасні тенденції розвитку телекомунікацій, зокрема стандарти LTE, 5G NR, DVB-S2, у яких багатопозиційні сигнали забезпечують високу швидкість і ефективність передавання інформації. Вихідними даними для дослідження є математичні моделі каналів зв'язку (AWGN, Rayleigh, Rician), алгоритми відновлення фази (PLL, петля Костаса, алгоритм Viterbi & Viterbi), а також результати імітаційного моделювання, отримані з використанням програмних середовищ MATLAB/Octave.

Мета і завдання дослідження. Метою дипломної роботи є дослідження методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів та оцінка його ефективності в умовах шумів і перешкод.

Для досягнення поставленої мети у роботі необхідно розв'язати такі завдання: проаналізувати класифікацію багатопозиційних сигналів і моделі каналів зв'язку; дослідити алгоритми когерентного прийому, відновлення фази та накопичення сигналів; розробити імітаційну модель приймача та оцінити вплив

неідеальних умов на показники BER/SER; провести експериментальні дослідження та сформулювати практичні рекомендації.

Об'єктом дослідження є процеси прийому багатопозиційних сигналів у радіотехнічних системах. Предметом дослідження є метод когерентного оптимального прийому та його ефективність в умовах шумів, фазових спотворень і завмирань.

Предмет дослідження — метод когерентного оптимального прийому та його ефективність в умовах шумів та перешкод.

Методи дослідження: теоретичний аналіз, математичне моделювання, імітаційне моделювання в MATLAB/Octave, статистичний аналіз результатів.

Методи дослідження включають теоретичний аналіз, математичне та імітаційне моделювання, статистичну обробку результатів. Наукова новизна роботи полягає в комплексній оцінці впливу залишкових фазових помилок і доплерівського зміщення на ефективність когерентного прийому багатопозиційних сигналів, а також у формуванні рекомендацій щодо вибору алгоритмів прийому для сучасних систем зв'язку. Практичне значення отриманих результатів полягає в можливості їх використання для оптимізації приймальних трактів у системах мобільного, супутникового та безпроводового зв'язку, що сприятиме підвищенню надійності передавання даних.

1 АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЙ ТА МЕТОДІВ ПРИЙОМУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

У сучасних умовах розвитку інформаційних технологій радіотехнічні системи широко застосовуються в науці, техніці, промисловості та побуті. Ефективність їх функціонування значною мірою визначається якістю приймання радіосигналів та рівнем спотворень, що виникають у процесі передавання інформації. Аналіз наукових джерел і практичного досвіду свідчить про актуальність розвитку та впровадження сучасних систем мобільного зв’язку, зокрема технологій п’ятого покоління, в Україні. Одночасна робота значної кількості радіотехнічних засобів ускладнює радіоелектронну обстановку, що негативно впливає на умови прийому сигналів і зумовлює появу завад і нелінійних спотворень. У зв’язку з цим актуальними є дослідження методів виділення корисного сигналу з суміші сигналів і шумів та забезпечення прийому багатопозиційних сигналів із заданою ймовірністю помилки.

1.1 Класифікація та характеристики багатопозиційних сигналів

Багатопозиційні сигнали — це сигнали, які можуть приймати кілька станів і таким чином передавати різні смислові значення. У телекомунікаціях вони реалізуються через зміну параметрів несучого коливання, таких як амплітуда, частота або фаза. До найпоширеніших типів багатопозиційної модуляції належать M-PSK, M-ASK, M-FSK та M-QAM, які забезпечують передачу кількох бітів інформації на один символ та ефективніше використання спектра.

Сучасні системи широкосмугового радіодоступу, зокрема LTE та 5G, активно використовують М-позиційні сигнали для досягнення високих швидкостей передавання, низьких затримок і стійкості до завад. Підвищення ефективності таких систем забезпечується адаптивним вибором модуляції, завадостійким кодуванням, багатоканальними антенними системами MIMO та когерентними

методами прийому, що дозволяють надійно передавати великі обсяги даних у складних радіоканалах.

При використанні М-позиційної модуляції за один символ передається:

$$k = \log_2 M \tag{1.1}$$

біт інформації, де М — кількість позицій сигналу. Зі зростанням М зростає спектральна ефективність системи:

$$\eta = \frac{R_b}{B} = log_2 M \cdot \frac{1}{T_s \cdot B} \tag{1.2}$$

де R_b — бітова швидкість, В — ширина смуги частот, T_s — тривалість символу.

Використання багатопозиційних сигналів дає змогу підвищити швидкість передавання даних або збільшити спектральну ефективність без розширення смуги частот.

У сучасних системах зв’язку мобільні мережі, супутникові системи, радіорелейні лінії багатопозиційні сигнали є основою високошвидкісної передачі інформації. Разом із цим зростання кількості позицій *M* призводить до підвищених вимог до якості каналу та точності прийому, що зумовлює необхідність застосування когерентного оптимального прийому.

У мережах 5G багатопозиційні сигнали відіграють ключову роль у забезпеченні високих швидкостей передавання даних. Зокрема, широко застосовується модуляція 64-QAM та 256-QAM, що дозволяє передавати відповідно 6 та 8 біт за один символ. Це суттєво підвищує пропускну здатність каналу, однак вимагає високого співвідношення сигнал/шум. Згідно з теоремою Шеннона, гранична пропускна здатність каналу визначається виразом:

$$C = Blog_2(1 + \frac{S}{N}) \tag{1.3}$$

де С — пропускна здатність каналу, В — ширина смуги частот, $\frac{S}{N}$ — співвідношення сигнал/шум. Для модуляцій високих порядків (наприклад, 256-QAM) необхідне значення S/N може перевищувати 25–30 дБ, що зумовлює жорсткі вимоги до якості каналу зв’язку.

Особливе значення при використанні багатопозиційних сигналів має когерентний оптимальний прийом, який передбачає точне відновлення фази та частоти несучого коливання на приймальному боці. Когерентний приймач формує опорне коливання, синхронізоване за фазою з прийнятим сигналом, і виконує кореляційну (або узгоджену) обробку сигналу. У загальному вигляді оптимальне рішення для когерентного прийому ґрунтується на максимізації кореляційного інтеграла:

$$Z_i = \int_0^{T_s} r(t)s_i(t)dt \tag{1.4}$$

де r(t) — прийнятий сигнал, $s_i(t)$ — один з можливих переданих сигналів, Ts — тривалість символу.

Рішення про переданий символ приймається за правилом максимуму:

$$\hat{\imath} = \underset{i}{arg\ max}\ Z_i$$

Когерентний прийом забезпечує мінімальну ймовірність помилки за наявності адитивного білого гаусівського шуму. Для M-PSK при когерентному прийомі ймовірність бітової помилки апроксимується залежністю:

$$P_b = \frac{2}{log_2 M} Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}\log_2 M}\ sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \tag{1.5}$$

де E_b — енергія на біт, N_0 — спектральна щільність шуму, Q(·) — функція помилки Гауса. Зі збільшенням M при фіксованому Eb/N_0 ймовірність помилки зростає, що підтверджує необхідність адаптивного вибору модуляції залежно від умов каналу.

Під час проєктування високоефективних радіомереж однією з ключових задач є оптимальний вибір виду та порядку M-позиційної модуляції з урахуванням характеристик каналу зв’язку. На вибір модуляції впливають рівень шуму, інтерференція, багатопроменеве поширення, завмирання, доплерівський зсув частоти та амплітудно-фазові спотворення. У зашумлених або нестабільних каналах перевага надається модуляціям нижчої розмірності (QPSK, 16-QAM), тоді як у сприятливих умовах доцільним є використання 64-QAM чи 256-QAM для підвищення спектральної ефективності. Забезпечення високої швидкості

передавання та енергетичної ефективності в системах широкосмугового доступу прямо залежить від правильного вибору модуляції й застосування когерентних методів оптимального прийому, що є основою роботи сучасних мереж 5G та технологій наступних поколінь.

Модуляція полягає у зміні амплітуди, частоти або фази несучої відповідно до інформаційного сигналу, що дозволяє переносити корисні дані у високочастотну область і раціонально використовувати доступний спектр. Завдяки цьому забезпечується одночасна робота багатьох систем зв'язку та підтримується їх електромагнітна сумісність. У сучасних телекомунікаційних мережах застосовуються різні види цифрової маніпуляції — амплітудна, частотна, фазова та квадратурна амплітудна (QAM), кожна з яких має свої переваги залежно від умов каналу. Вибір типу модуляції та відповідного методу демодуляції суттєво впливає на спектральну та енергетичну ефективність, завадостійкість і надійність передавання, тому в практиці використовується широкий спектр методів, що забезпечують оптимальний компроміс між якістю зв'язку та ресурсами радіоканалу.

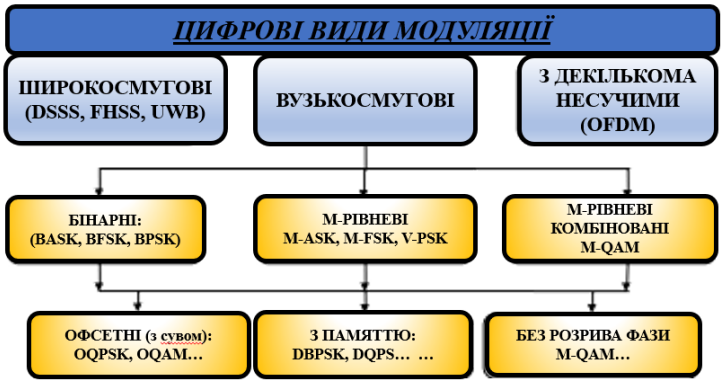


Рис.1.1 Основні види цифрової модуляції

Ключова задача модуляції полягає у забезпеченні максимальної інформаційної пропускної здатності при мінімально можливій смузі частот. Це відповідає основній меті — підвищенню спектральної ефективності (біт/с/Гц). Водночас збільшення швидкості передавання бітів неминуче потребує ширшої смуги пропускання, що випливає зі спектральних властивостей сигналу,

визначених перетворенням Фур'є. Тому ефективність системи не можна підвищувати лише за рахунок швидкості. В інженерній практиці вибір виду модуляції завжди ґрунтується на необхідності збалансувати пропускну здатність, завадостійкість і складність реалізації, що залишає простір для подальших технічних інновацій.

Процес модуляції базується на взаємодії двох основних складових: інформаційного (модулюючого) сигналу та несучого коливання, на основі яких формується модульований сигнал. На рисунку 1.2 наведено саме ці складові, що беруть участь у формуванні модульованого сигналу, та окреслено основні вимоги до їх параметрів.

1. Вхідна інформація

Вхідна інформація являє собою послідовність бітів — нулів та одиниць, причому тривалість одного біта становить T_b. Таким чином, швидкість передавання бітів визначається як

$$R_b = \frac{1}{T_b} \tag{1.6}$$

Разом з тим, бітова послідовність не є безпосередньо електричним сигналом (рис. 1.2, а) і не може бути подана у вигляді часової залежності напруги або струму A(t). Тому для подальшої обробки її необхідно перетворити на електричний модулюючий сигнал шляхом кодування. У результаті кодування формуються електричні імпульси різної форми (прямокутні, трикутні, фрагменти гармонічних коливань тощо). Саме цей кодований сигнал використовується як модулюючий та визначає зміни параметрів несучого коливання.

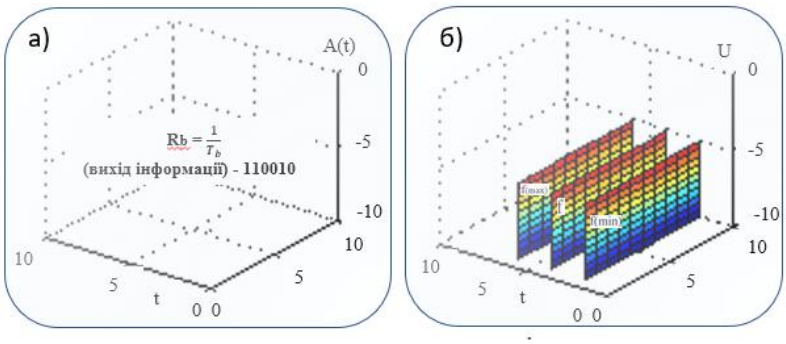


Рис.1.2 Складові модульованого сигналу та вимоги до його показників: а) – вхідна інформація; (б)- несуче коливання

2. Несуче коливання

Несуче коливання, як правило, описується гармонічною функцією виду

$$u_c(t) = A_c\cos(\omega t+\varphi), \quad (1.7)$$

де Ас — амплітуда, ω — кутова частота, φ — початкова фаза. Модулюючий сигнал може змінювати один або кілька параметрів цього коливання, що визначає вид застосованої модуляції:

- зміну амплітуди — амплітудна маніпуляція (ASK);
- зміну частоти — частотна маніпуляція (FSK);
- зміну початкової фази — фазова маніпуляція (PSK);
- одночасну зміну амплітуди та фази — квадратурна амплітудна модуляція (QAM).

Якщо параметр несучого коливання змінюється під впливом кожного окремого біта, застосовуються бінарні модуляції: BASK, BFSK, BPSK. Поряд із ними широко використовуються M-рівневі модуляції, у яких кілька бітів об’єднуються в один символ. При об’єднанні k бітів утворюється $M = 2^k$ різних символів, що відповідає схемам M-ASK, M-FSK, M-PSK та M-QAM. До основних характеристик цифрової маніпуляції/модуляції відносять види які представлені на рисунку 1.3.

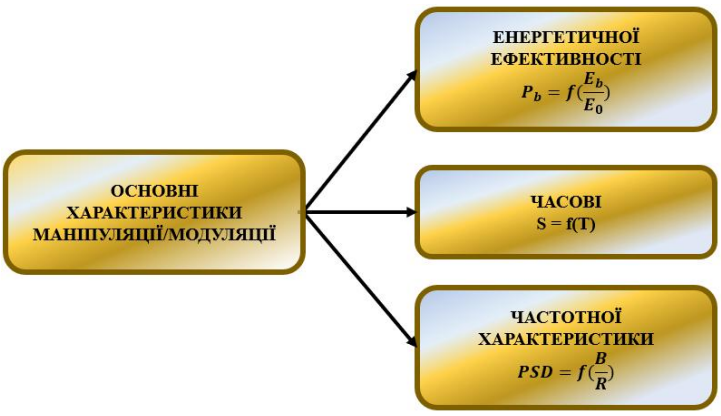


Рис. 1.3 Основні характеристики цифрової модуляції

Осцилограми (часові характеристики) дають лише загальне уявлення про сигнал. Натомість, енергетична та спектральна ефективність модуляції є тими факторами, які вирішально впливають на всі ключові показники системи зв'язку.

Теоретична межа частотної ефективності для системи передачі відеосигналу становить $(R/B)_{max} = 2$. Однак, при застосуванні модуляції цей показник у більшості випадків суттєво знижується. Причиною є те, що модульований сигнал (S) формується як добуток двох компонентів:

$$S_M = S_m S_c = S_m A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (1.8)$$

де S_m - модулюючий сигнал; A_c, ω_c ,φ_c – амплітуда, частота та фаза несучого коливання.

При використанні полярного NRZ-сигналу для модуляції, ширина смуги частот модульованого сигналу досягає $2f_m$ (де f_m — верхня частота відеосигналу, що модулює). Як наслідок, частотна ефективність модульованого сигналу знижується в порівнянні з ефективністю початкового модулюючого сигналу:

$$(E_f)_m = \left(\frac{R}{B_m}\right)_{max} = 1 \quad (1.9)$$

При виборі методу модуляції, за винятком специфічних випадків, доцільно керуватися залежністю (1.9), яка визначає взаємозв’язок між швидкістю передавання даних, кількістю рівнів модуляції та шириною необхідної смуги частот. Для кращого розуміння розглянемо частотну ефективність під час використання M-рівневої модуляції.

У процесі модуляції k бітів об’єднуються в один символ, унаслідок чого формується M-рівневий сигнал, де $M=2^k$. Таке групування збільшує тривалість символу та, відповідно, зменшує швидкість передавання символів:

$$Ts = kTb \quad (1.10)$$

З аналізу співвідношення (1.10) випливає, що M-рівнева модуляція дає змогу зменшити необхідну смугу пропускання приблизно у k разів (відповідно до критерію Найквіста). Зворотний висновок також є вірним: якщо ширина смуги BBB залишається сталою, використання M-рівневих схем дозволяє збільшити інформаційну швидкість у k разів.

Важливо враховувати тип каналу, у якому застосовується модуляція:

- для M-PSK та M-ASK зазначені співвідношення стосуються одного послідовного каналу;

- для M-FSK вони застосовні лише до одного з M паралельних частотних каналів.

Під час аналізу M-рівневих схем ключову роль відіграють такі параметри: кількість бітів у символі k, ширина смуги кожного окремого каналу, кількість задіяних каналів, сумарна частотна смуга та загальна швидкість передавання даних. Взаємозв'язок цих параметрів узагальнено в таблиці 1.1.

Таким чином, M-рівнева модуляція а також BFSK змінює частотну ефективність системи порівняно з бінарними АМ або ФМ:

- BFSK — ефективність зменшується вдвічі.
- MFSK — ефективність знижується в *k/M* разів.
- M-PSK — ефективність, навпаки, зростає в *k* разів.

Таблиця 1.1

Ключові залежності для бінарних та багатопозиційних схем модуляції

Тип модуляції	Кількість бітів у символі, k_s	Кількість каналів, N_s	Смуга одного каналу, B_{s1}	Загальна смуги частот, B_s	Символьна швидкість R_s	Бітова швидкість
BPSK	1	1	B	B	R_b	$\frac{R_b}{B}$
BFSK	1	B	2	2B	R_b	$\frac{1}{2}*\left(\frac{R_b}{B}\right)$
MPSK	$k=\log_2 M$	B	1	B	$k R_b$	$k*\left(\frac{R_b}{B}\right)$
MASK	$k=\log_2 M$	B	1	B	$k R_b$	$k*\left(\frac{R_b}{B}\right)$
MFSK	$k=\log_2 M$	B	M	M*B	$k R_b$	$\frac{k}{M}*\frac{R_b}{B}$

З аналізу залежності (1.10) випливає, що під час застосування M-рівневої модуляції відповідно до критерію Найквіста ширину частотної смуги можна

зменшити у k разів. Водночас із цього співвідношення випливає й інший важливий практичний висновок: за умови, що ширина смуги у двох порівнюваних системах залишається сталою (B = const), використання M-рівневої модуляції забезпечує зростання швидкості передавання інформації у k разів. Необхідно зауважити, що для модуляцій типу M-PSK та M-ASK наведені співвідношення справедливі для одного спільного каналу, в якому модульовані сигнали передаються послідовно. Натомість у разі застосування M-FSK дані залежності відносяться лише до одного з M паралельних каналів.

При дослідженні M-рівневих модуляцій основний інтерес становлять такі параметри: кількість бітів, що передаються за один символ; ширина смуги пропускання одного каналу; кількість задіяних каналів; сумарна ширина частотної смуги та загальна швидкість передавання інформації. Взаємозв'язки між переліченими характеристиками для різних видів модуляції наведені в таблиці 1.1.

Таким чином, застосування M-рівневих модуляцій, а також бінарної частотної модуляції, приводить до зміни частотної ефективності системи порівняно з бінарною амплітудною або фазовою модуляцією. Зокрема, у випадку BFSK частотна ефективність зменшується у два рази, при використанні MFSK — знижується у k/M разів, тоді як для M-PSK, навпаки, зростає у k разів.

M-PSK (Phase Shift Keying) — багатопозиційна фазова маніпуляція, за якої інформація кодується фазою несучої:

$$s_{\text{i}}(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi_i), \varphi_i = \frac{2\pi i}{M} \quad (1.11)$$

Цей тип сигналів широко застосовується в когерентних системах зв'язку завдяки доброму поєднанню спектральної ефективності та завадостійкості.

M-PSK (Багатопозиційна аазова ваніпуляція) є методом, який, подібно до інших багатопозиційних модуляцій, досягає високої ефективності шляхом:

1. Групування вхідних бітів у символи.
2. Встановлення прямої відповідності між кожним можливим символом і унікальним значенням фазового зсуву несучої.

Ці значення фазових зсувів у сигнальному сузір'ї розташовані рівномірно. На рисунку 1.4, показано сигнальне сузір'я 8-PSK на вісім таких рівновіддалених фазових положень.

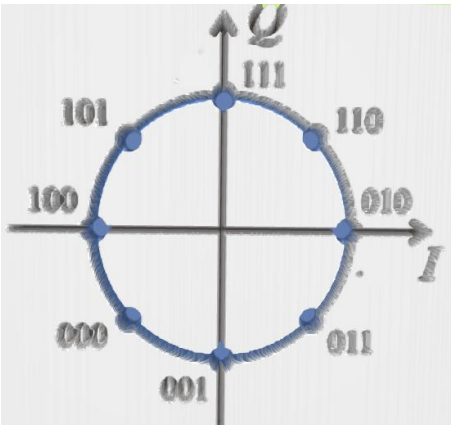


Рис. 1.4 Сигнальне сузір'я 8-PSK – модуляції

Квадратурна амплітудна модуляція є поєднанням амплітудної та фазової модуляцій і базується на одночасній зміні амплітуди та фази несучого сигналу. У QAM застосовуються дві ортогональні складові — синфазна (I) та квадратурна (Q), що дозволяє кодувати інформацію у вигляді точок на комплексній площині. Зі збільшенням кількості позицій (16-QAM, 64-QAM, 256-QAM) суттєво зростає швидкість передавання даних і спектральна ефективність. Водночас зменшується завадостійкість і підвищуються вимоги до співвідношення сигнал/шум. QAM є основним видом цифрової модуляції в системах LTE, 5G, Wi-Fi та кабельних мережах.

M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) — квадратурна амплітудна модуляція, що поєднує зміну амплітуди та фази:

$$s_i(t)=A_{Ii}\cos(\omega_0 t)-A_{Qi}\sin(\omega_0 t) \qquad (1.12)$$

Сигнали M-QAM забезпечують найвищу швидкість передавання, проте є найбільш чутливими до шумів і нелінійних спотворень.

Класифікація багатопозиційних сигналів за кількістю позицій

У контексті дослідження методів когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів важливим аспектом є їх класифікація за кількістю позицій (M), де M визначає кількість можливих станів або символів, які може

приймати сигнал у сигнальному просторі. Ця класифікація безпосередньо впливає на інформаційну ефективність, стійкість до шумів та вимоги до апаратної реалізації приймальних пристроїв. Багатопозиційні сигнали, також відомі як M-арні (M-ary) сигнали, дозволяють передавати більше інформації на один символ порівняно з бінарними сигналами, що робить їх ключовими в сучасних системах зв'язку, таких як супутниковий, мобільний та оптичний зв'язок.

Класифікація за кількістю позицій базується на значенні M, яке зазвичай є степенем двійки ($M = 2^k$, де k — кількість біт на символ), для зручності кодування та декодування. Залежно від M, сигнали поділяються на групи, кожна з яких має свої особливості модуляції, сигнальне сузір'я (constellation) та застосування. Нижче наведено детальний опис основних класів багатопозиційних сигналів за кількістю позицій, з прикладами типових схем модуляції.

1. 4-позиційні сигнали

4-позиційні сигнали (M = 4) є найпростішими серед багатопозиційних і часто використовуються як базовий рівень для переходу від бінарних систем. Вони дозволяють передавати 2 біти інформації на один символ (k = log2(4) = 2). Приклади схем модуляції:

- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying — квадратурна фазова маніпуляція): У цій схемі сигнальні точки розташовані на колі в сигнальному просторі з рівними відстанями між ними (кути 0°, 90°, 180°, 270°). QPSK забезпечує добру стійкість до шумів завдяки рівномірному розподілу енергії та є широко поширеною в системах супутникового зв'язку (наприклад, DVB-S) та мобільного зв'язку (UMTS, LTE).

- 4-QAM (Quadrature Amplitude Modulation — квадратурна амплітудна модуляція): Сигнальне сузір'я формується у вигляді квадрата з точками на однакових відстанях. На відміну від QPSK, де амплітуда постійна, 4-QAM дозволяє варіювати як фазу, так і амплітуду, але в простому випадку еквівалентна QPSK з обертанням на 45°.

Ці сигнали мають відносно велику мінімальну евклідову відстань між точками сузір'я (dmin), що знижує ймовірність помилки прийому (BER — Bit Error Rate) при помірних рівнях шуму. Вимоги до когерентного прийому помірні:

необхідна точна оцінка фази несучої, але похибки до 10-15° не призводять до критичних помилок. Інформаційна місткість становить 2 біти/символ, що вдвічі перевищує бінарні сигнали (BPSK). Однак, для високошвидкісних каналів вони можуть бути недостатньо ефективними.

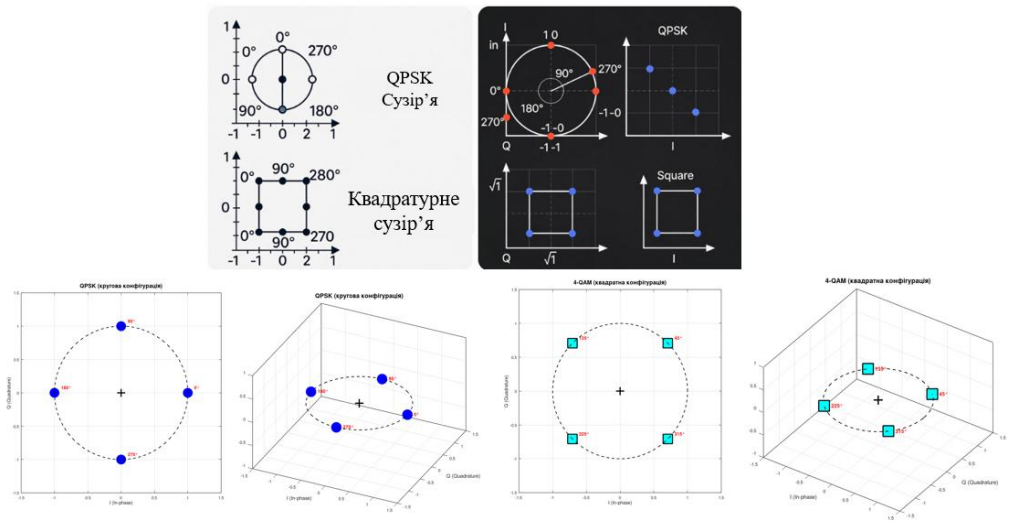


Рис. 1.5 Сузір'я модуляції QPSK та 4-QAM: кругова і квадратна конфігурації у площині I–Q (2D та 3D подання фазових станів)

2. 8-позиційні сигнали

8-позиційні сигнали (M = 8) передають 3 біти на символ (k = log2(8) = 3) і є перехідним етапом до вищих порядків модуляції, де баланс між ефективністю та стійкістю ще зберігається. Наприклад: схема модуляції - 8-PSK (8-Phase Shift Keying — 8-ми фазова маніпуляція): сигнальні точки розташовані на колі з кутами, кратними 45° (0°, 45°, 90° тощо). Ця схема використовується в системах, де важлива постійна амплітуда сигналу, наприклад, у EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) та деяких супутникових стандартах. Сузір'я є круговим, що полегшує компенсацію нелінійних спотворень у підсилювачах потужності.

Збільшення M до 8 призводить до зменшення dmin порівняно з 4-позиційними сигналами (приблизно на 30-40% для нормованої енергії), що підвищує чутливість до фазових шумів та інтерференції. Для когерентного прийому потрібна вища точність оцінки фази (похибка не більше 5-7°), оскільки сусідні точки ближчі. Інформаційна місткість зростає до 3 біт/символ, що робить 8-

PSK ефективним для каналів з обмеженою смугою пропускання, але в шумових каналах (наприклад, AWGN — Additive White Gaussian Noise) BER погіршується на 3-4 дБ порівняно з QPSK при однаковій енергії на біт (Eb/N0).

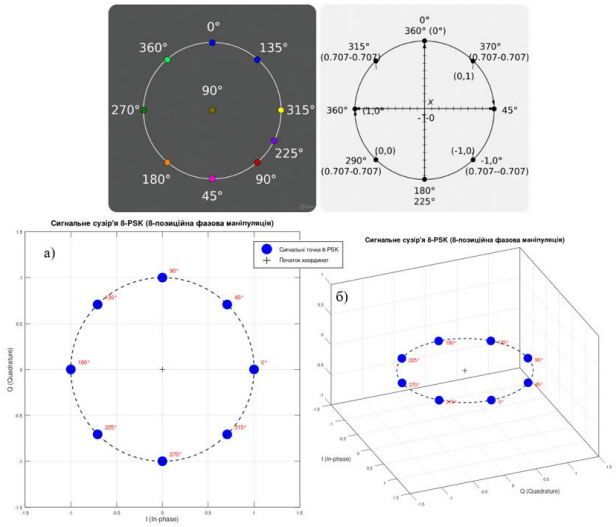


Рис. 1.6 Сигнальне сузір’я 8-PSK (8-позиційна фазова маніпуляція): а) двовимірне представлення в площині I-Q з позначенням фазових кутів (0°, 45°, 90°, 135°, 180°, 225°, 270°, 315°); б) тривимірна ілюстрація розташування сигнальних точок на одиничному колі.

3. 16-, 32-, 64-, 256-позиційні сигнали

Ці сигнали відносяться до вищих порядків модуляції (M ≥ 16) і дозволяють передавати від 4 до 8 біт на символ (k = 4 для M=16, k=5 для M=32, k=6 для M=64, k=8 для M=256). Вони оптимізовані для високошвидкісних систем з доброю якістю каналу. Приклади схем модуляції:

- 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation): Сузір'я у вигляді квадратної сітки 4x4 з варіюванням амплітуди (3 рівні) та фази. Використовується в Wi-Fi (802.11), кабельному телебаченні (DOCSIS) та 4G/5G мережах.

- 32-QAM: Розширення до сітки 4x8 або подібної, з 5 рівнями амплітуди. Менш поширена, але застосовується в деяких цифрових ТВ-стандартах.

- 64-QAM (64-Quadrature Amplitude Modulation): Сітка 8x8 з 7 рівнями амплітуди. Широко використовується в LTE, DVB-T та оптичних системах для високої пропускної здатності.

- 256-QAM (256-Quadrature Amplitude Modulation): Сітка 16x16 з 15 рівнями амплітуди. Застосовується в сучасних стандартах, таких як 802.11ac/ax (Wi-Fi 5/6) та 5G NR, де канал має високе SNR (Signal-to-Noise Ratio).

Ці сигнали забезпечують високу спектральну ефективність (до 8 біт/Гц для 256-QAM), але вимагають ідеальних умов каналу. d_min значно зменшується (для 256-QAM — у 4-5 разів менше, ніж для QPSK), що робить їх вразливими до шумів, інтерференції та нелінійних спотворень.

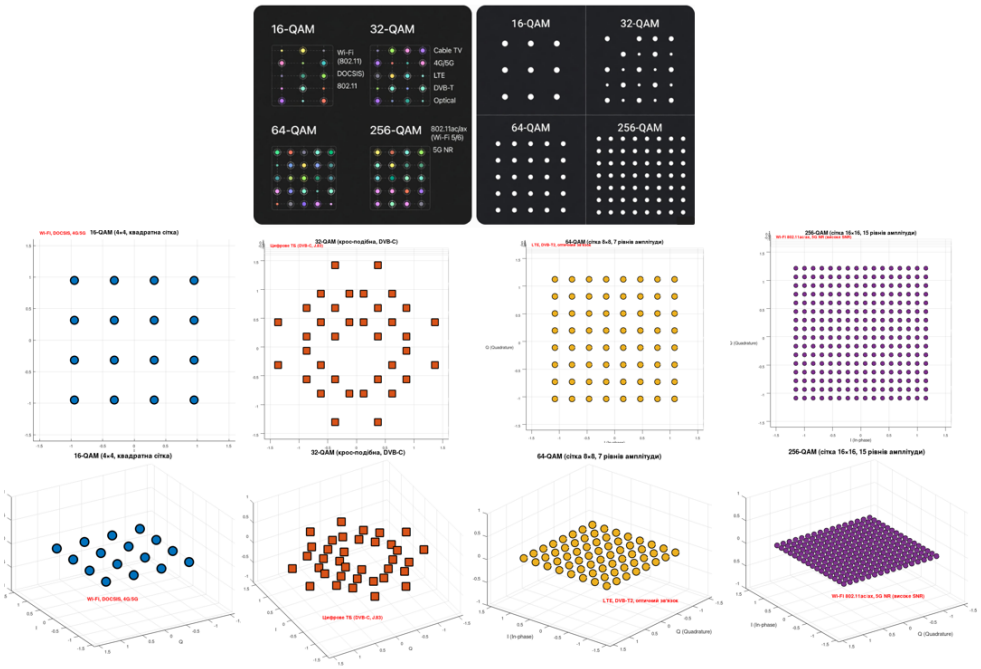


Рис. 1.7 Сузір'я багаторівневої квадратурної амплітудної модуляції M-QAM (16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 256-QAM): квадратні та квазірешіткові конфігурації у площині I–Q (2D та 3D подання)

Зі збільшенням значення M багатопозиційні сигнали стають ефективнішими в плані використання ресурсів каналу, але це супроводжується низкою компромісів, які безпосередньо впливають на метод когерентного оптимального прийому. Розглянемо ключові аспекти:

1. Лінійне зростання інформаційної місткості - інформаційна місткість (спектральна ефективність) зростає як log2(M) біт/символ, що можна вважати лінійним відносно логарифмічної шкали, але пропорційним до логарифму M. Наприклад, при переході від M=4 (2 біти) до M=256 (8 біт) місткість зростає в 4 рази, дозволяючи передавати більше даних у тій самій смузі пропускання. Це

робить вищі M ідеальними для систем з обмеженою частотою, таких як мобільний інтернет.

2. Різке зростання вимог до точності когерентного прийому. Когерентний прийом передбачає точну оцінку фази та амплітуди несучої за допомогою кореляторів або PLL (Phase-Locked Loop). Зі збільшенням M щільність сузір'я зростає, тому похибки в оцінці фази (phase jitter) або амплітуди призводять до помилок демодуляції. Для M=256 потрібна точність фази <1° та SNR >30 дБ, порівняно з 15-20 дБ для QPSK. Це вимагає складніших алгоритмів, таких як Viterbi-декодування або MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation), та підвищує обчислювальну складність приймача.

3. Зменшення мінімальної відстані між сигнальними точками на сузір'ї та підвищення ймовірності помилки де мінімальна евклідова відстань d_{min} пропорційна $1/\sqrt{(M-1)}$ для нормованої енергії. Зі збільшенням M-d_{min} зменшується, що знижує енергетичну ефективність: для збереження тієї самої BER потрібно підвищувати Eb/N0 на 3-6 дБ на кожне подвоєння M. У каналі AWGN ймовірність помилки символу (SER) апроксимується як:

$$SER \approx (\sqrt{M} - 1)/\sqrt{M} * e_{rfc}(\sqrt{(3/2(M-1))} * SNR) \quad (1.13)$$

де e_{rfc} — комплементарна функція помилки.

Це призводить до різкого зростання BER при низьких SNR, роблячи вищі M придатними лише для каналів з низьким шумом (наприклад, оптоволоконні лінії).

Лінійне зростання інформаційної місткості залежно від M (спектральна ефективність $\eta = \log_2(M)$ біт/символ) зображено на рисунку 1.8.

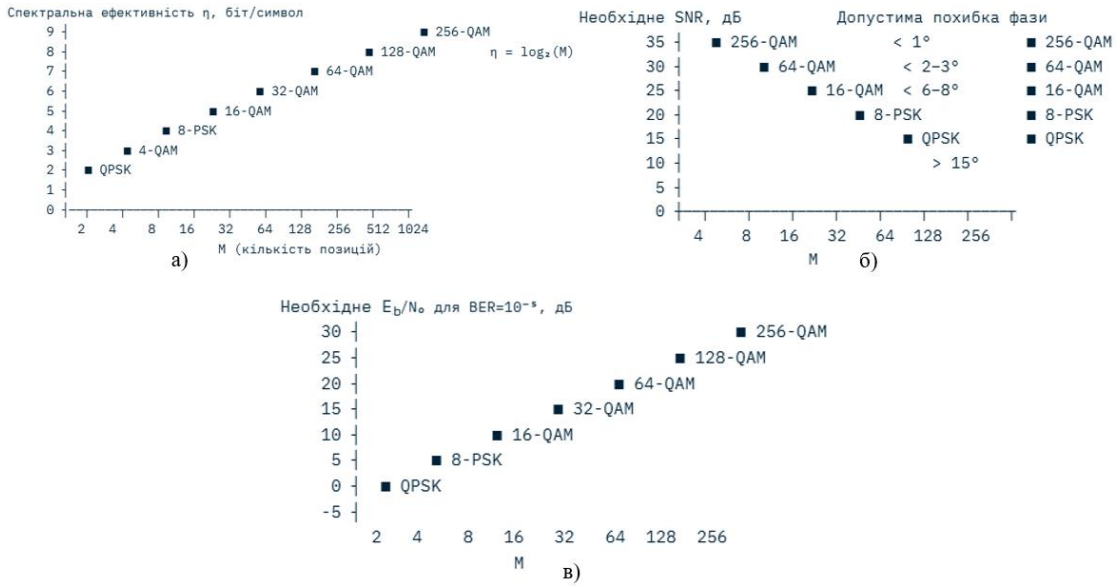


Рис. 1. 8 а) Лінійне зростання інформаційної місткості залежно від M (спектральна ефективність $\eta = \log_2(M)$ біт/символ), б) Зростання вимог до точності когерентного прийому при збільшенні M (необхідне SNR та допустима похибка фази для BER = 10^{-5}), в) Зменшення мінімальної відстані d_min та зростання необхідного Eb/N₀ (нормалізована енергія символу = 1, канал AWGN)

Наведені на рисунку 1.8 три графіки узагальнюють фундаментальні закономірності багатопозиційної модуляції та чітко демонструють існування жорсткого компромісу (trade-off) між основними показниками системи цифрового зв’язку при збільшенні кількості сигнальних позицій M.

Спектральна ефективність $\eta = \log_2(M)$ біт/символ зростає строго лінійно в логарифмічній шкалі яка зображена на рисунку 1.8 а), що робить високопозиційні схеми (64-, 128-, 256-QAM) привабливими для систем із жорстким обмеженням смуги пропускання.

Водночас різко зростають вимоги до якості каналу та точності когерентного приймача зображено на рисунку 1.8 б): кожне подвоєння M вимагає приблизно на 4–6 дБ більшого відношення сигнал/шум і в кілька разів меншої допустимої похибки оцінки фази та амплітуди несучої. Для 256-QAM необхідне SNR > 30 дБ і фазова похибка < 1°, тоді як QPSK задовольняється SNR ≈ 10–12 дБ і похибкою до 15–20°.

Зменшення нормованої мінімальної відстані $d_{min} \propto 1/\sqrt{(M-1)}$ призводить до експоненціального погіршення енергетичної ефективності предоставлена на

рисунку 1.8 в): для збереження однакової бітової ймовірності помилки (наприклад, BER = 10^{-5}) при переході від QPSK до 256-QAM потрібне збільшення Eb/№ більш ніж на 20 дБ.

Отже, зі збільшенням M досягається суттєвий виграш у пропускній здатності за тієї самої смуги частот, але ціною різкого зниження стійкості до шумів і багаторазового ускладнення апаратно-програмної реалізації когерентного приймача. Цей компроміс є ключовим фактором при проєктуванні сучасних систем зв'язку: LTE-Advanced, 5G NR, Wi-Fi 6/7, DVB-T2/C2/S2X, DOCSIS 3.1/4.0, де порядок модуляції зазвичай обирається адаптивно (AMC — Adaptive Modulation and Coding) залежно від поточного стану каналу, а високі значення M (64-QAM і вище) використовуються лише за умов високого SNR і стабільної синхронізації.

Частотна модуляція (FSK – Frequency Shift Keying)

Частотна модуляція полягає у зміні частоти несучого сигналу відповідно до передаваних цифрових символів. Кожному дискретному значенню інформаційного сигналу відповідає певне значення частоти. Наприклад, у двійковій частотній модуляції (BFSK) логічному «0» відповідає одна частота, а логічній «1» — інша. Основною перевагою FSK є висока завадостійкість, оскільки інформація закладена в частоті, яка менш чутлива до амплітудних шумів. Недоліком цього методу є порівняно широка смуга займаних частот. Частотна модуляція широко використовується в радіомодемах, системах телеметрії, бездротових сенсорних мережах та супутникових системах зв'язку.

Частотна модуляція (ЧМ) використовується для високоякісної передачі низькочастотного (звукового) сигналу в таких сферах:

- УКХ-радіомовлення (FM-радіо);
- звуковий супровід телевізійних програм;
- передача сигналів кольоровості в телев стандарті SECAM;
- аналоговий відеозапис на магнітну стрічку;
- музичні синтезатори.

Висока якість звуку при ЧМ досягається завдяки тому, що в цих застосуваннях (особливо в радіомовленні) використовується велика девіація

частоти несучої (значно ширша за спектр модулюючого сигналу), а в приймачах застосовується амплітудний обмежувач, який ефективно пригнічує імпульсні перешкоди. Такий різновид називається широкосмуговою частотною модуляцією (ШСЧМ, Wideband FM).

Натомість у професійному радіозв'язку наприклад, у портативних раціях, авіазв'язку тощо, застосовується вузькосмугова ЧМ (Narrowband FM) з малою девіацією частоти, щоб економити смугу частот.

Частотна модуляція — це спосіб модуляції, при якому миттєва частота несучого коливання змінюється пропорційно до поточної амплітуди інформаційного (модулюючого) сигналу.

$$\omega(t) = \omega_0 + a\,S_c(t) \tag{1.14}$$

Розглянемо найпростіший випадок — однотональну частотну модуляцію (коли модулюючий сигнал є чистим синусоїдальним тоном однієї частоти).

На рисунку 1.9. показано тимчасові діаграмах, де змінюються миттєва частота несучого коливання і миттєва фаза несучого коливання при однотональній частотній модуляції.

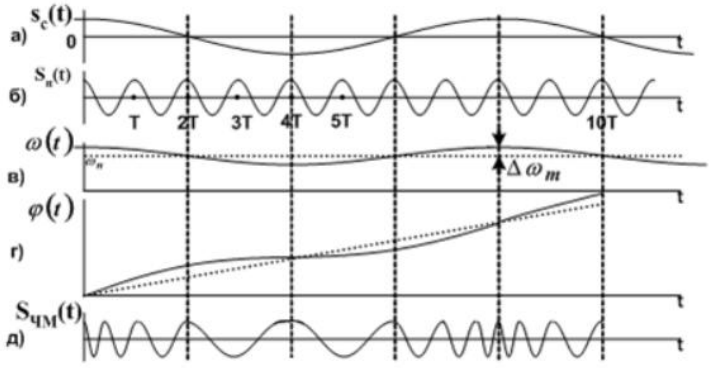


Рис. 1.9 Тимчасові діаграми процесу формування частотно-модульованого (ЧМ) сигналу

BFSK (бінарна частотна маніпуляція) — це найпоширеніша форма ЧМ, де кожне двійкове число (біт) представляється сигналом певної частоти. Ці дві частоти розташовані симетрично відносно несучої. Результуючий сигнал задається формулою:

$$s(t) = \begin{cases} A \times cos(2_\pi f_1 t) - \text{двійкова 1} \\ A \times cos(2_\pi f_2 t) - \text{двійковий 0} \end{cases} \quad (1.15)$$

де в BFSK - використовуються дві частоти, f_1 та f_2, які симетрично зміщені відносно несучої частоти fc - тобто на однакове значення, але у протилежних напрямках.

Ключові переваги BFSK полягають у її нижчій чутливості до помилок порівняно з амплітудною модуляцією (AM).

На противагу цьому, багаточастотна маніпуляція (MFSK), яка застосовує більше двох частот, є значно ефективнішою з точки зору швидкості передачі: кожна сигнальна посилка MFSK здатна нести більше одного біта інформації. Однак цей метод більш вразливий до помилок.

Переданий сигнал M-FSK (протягом одного періоду посилки) можна описати наступним чином:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (1.16)$$

де f_k є однією з M можливих частот.

Порівняльна характеристика основних M-арних сигналів для когерентного прийому

У сучасних цифрових системах зв'язку застосовуються різні види багатопозиційних сигналів, кожен із яких має свої переваги й обмеження щодо спектральної та енергетичної ефективності, завадостійкості, складності когерентного прийому та сфер практичного використання. Найпоширенішими типами є M-FSK, M-PSK та M-QAM.

Сигнали M-FSK

Багатопозиційні частотні сигнали (M-FSK) вирізняються високою завадостійкістю, оскільки інформація передається зміною частоти. Такий підхід робить їх менш чутливими до амплітудних спотворень і імпульсних завад, що забезпечує надійність у умовах сильного шуму та нестабільного каналу.

Водночас M-FSK мають низьку спектральну ефективність: зі збільшенням кількості позицій M пропорційно зростає необхідна смуга частот. Для когерентного

прийому потрібне точне відновлення частоти кожного сигналу, що зумовлює середню складність приймального тракту.

M-FSK зазвичай використовуються в телеметричних системах, каналах керування та спеціалізованих радіолініях, де пріоритетом є надійність, а не висока швидкість передавання даних.

Сигнали M-PSK

Багатопозиційна фазова маніпуляція (M-PSK) забезпечує збалансоване поєднання спектральної ефективності та завадостійкості. Інформація кодується зміною фази сигналу, а амплітуда залишається сталою, що знижує вплив нелінійних викривлень підсилювачів.

Завадостійкість M-PSK за когерентного оптимального прийому є високою, оскільки приймач відновлює фазу опорного коливання та працює за критерієм максимальної правдоподібності. Проте реалізація такого приймача є складною: вона потребує точної синхронізації за фазою, частотою та часом.

M-PSK широко застосовуються у супутникових і мобільних системах зв’язку, а також у радіорелейних лініях, де важливо забезпечити надійний прийом за обмеженої смуги частот.

Сигнали M-QAM

Квадратурно-амплітудна модуляція (M-QAM) характеризується найвищою спектральною ефективністю, оскільки поєднує зміну як амплітуди, так і фази. Це дозволяє використовувати великі значення M (16, 64, 256 і більше) та досягати дуже високих швидкостей передавання.

Однак зі зростанням M сигнальні точки у сузір’ї розміщуються щільніше, що знижує завадостійкість — імовірність помилки у шумових каналах збільшується. Когерентний приймач для M-QAM є найскладнішим: він потребує точної синхронізації за фазою й амплітудою, а також високої лінійності всіх трактів передавання.

M-QAM є базовою модуляцією в сучасних системах 4G, 5G та кабельних цифрових мережах, де ключовою вимогою є максимальна пропускна здатність.

У межах задач магістерської роботи найбільший інтерес становлять сигнали M-PSK та M-QAM, оскільки саме вони дозволяють досягти мінімальної ймовірності помилки та максимальної енергетичної ефективності за когерентного оптимального прийому.

У таблиці 1.2 наведено узагальнену порівняльну характеристику основних типів M-арних сигналів. Нижче подано їх детальний аналіз у контексті когерентного оптимального прийому, що дозволяє наочно оцінити їхні переваги і недоліки за такими критеріями: спектральна та енергетична ефективність, завадостійкість, складність реалізації приймача, чутливість до нелінійних спотворень та практичні сфери застосування.

Таблиця 1.2

Порівняльна характеристика основних M-арних сигналів для когерентного прийому

Тип сигналу	Спектральна ефективність, біт/Гц	Завадостійкість (E_b/N_0 при BER=10^{-5})	Складність когерентного приймача	Основні сфери практичного застосування
M-FSK	дуже низька ($\log_2 M / M$)	висока (8–12 дБ при M=16–64)	середня (когерентний варіант вимагає M ортогональних кореляторів)	телеметрія, пейджингові системи, IoT-мережі (LoRa, NB-IoT без когерентного режиму)
M-PSK	середня ($\log_2 M$)	висока (9–15 дБ при M=4–8)	висока (критична точність оцінки фази, чутливість до phase noise)	супутниковий зв’язок (DVB-S2), мобільний зв’язок (QPSK в UMTS, LTE), військові системи
M-QAM	висока ($\log_2 M$)	середня–низька (14–35 дБ при M=16–256)	дуже висока (потрібна одночасна точна оцінка фази і амплітуди,	4G LTE-Advanced, 5G NR, Wi-Fi 802.11n/ac/ax, кабельне ТБ (DOCSIS 3.1), DVB-C2/T2, оптичний

			чутливість до нелінійних спотворень)	когерентний зв’язок

1.2 Основні принципи (поняття) когерентного та не когерентного прийому сигналів

Цифрові канали зв’язку — це канали, на вході та виході яких діють цифрові сигнали, усі параметри яких є дискретними (набувають лише кінцеве число дозволених значень). Такі канали застосовуються для телеграфного зв’язку, передачі даних, сигнально-кодового зв’язку тощо. Тому дослідження та вдосконалення цифрових каналів зв’язку залишається актуальним завданням.

На вхід цифрового каналу подається послідовність дискретних випадкових величин x, що є елементами цифрового повідомлення. Кожен елемент може перебувати лише в одному з наперед визначених станів. Якщо кількість станів дорівнює двом, елемент називають бітом, а канал — двійковим. Передавання здійснюється з тактовим інтервалом T, а швидкість передавання B = 1/T вимірюється в бодах; для двійкових сигналів 1 Бод відповідає 1 біт/с.

Передавання цифрових повідомлень здійснюється шляхом маніпуляції параметрами несучого гармонічного сигналу відповідно до послідовності x. Змінюваний параметр називають представницьким (інформативним). Існують три основні види маніпуляції:

- амплітудну (АМн — амплітудна маніпуляція),
- частотну (ЧМн — частотна маніпуляція),
- фазову (ФМн — фазова маніпуляція).

Цифрові канали зв’язку з різними видами маніпуляції мають суттєво різні характеристики (за шумостійкістю, шириною смуги, складністю апаратури тощо).

У сучасних цифрових системах зв’язку якість приймання сигналів значною мірою визначається методом їх обробки на приймальній стороні. Залежно від способу використання параметрів опорного коливання розрізняють когерентний та некогерентний прийом сигналів**,** які суттєво відрізняються за принципами

реалізації, завадостійкістю, складністю апаратури та енергетичною ефективністю. Вибір методу прийому безпосередньо впливає на ймовірність помилки та пропускну здатність системи зв’язку, впливає на енергетичну ефективність, складність апаратурної реалізації та стійкість до фазових флуктуацій каналу.

Чому метод прийому важливий? У цифрових системах зв’язку якість приймання (ймовірність помилки, енергоефективність, спектральна ефективність) визначається не лише параметрами переданого сигналу та каналу, а й способом його обробки на приймачу. Головна різниця між методами полягає в тому, чи використовує приймач опорне коливання (несучу) із відновленою фазою й частотою (когерентний прийом) або ж обмежується аналізом енергії/огинаючої без відновлення фазової прив’язки (некогерентний прийом). Вибір способу має прямий вплив на SNR-буфер системи, вимоги до апаратури та алгоритмів синхронізації і, як наслідок, на BER і пропускну здатність.

Когерентний прийом передбачає наявність у приймача опорного сигналу**,** який синхронізований по частоті і фазі з несучою передавача. Це дозволяє зберегти фазову інформацію сигналу і застосувати оптимальні кореляційні або узгоджені методи прийому - matched filter/correlator, що мінімізують ймовірність помилки при заданому шумі АДШШ — адитивний білий гаусівський шум.

У когерентному прийомі на приймальній стороні точно відомі (або надійно оцінюються) початкова фаза та частота несучого коливання прийнятого сигналу. Тобто демодулятор має еталонне коливання, повністю синхронізоване за фазою з несучою переданим сигналом. При КП використовується операція перемноження прийнятого сигналу на локально сформовану копію несучої з подальшим інтегруванням або низькочастотною фільтрацією. Це еквівалентно проєкції прийнятого сигналу на ортогональний базис відомих опорних сигналів.

Крім представницького інформативного параметра, який змінюється відповідно до закону передаваного повідомлення, сигнал залежить також від інших параметрів, що називаються супутніми. Найважливішим серед супутніх параметрів є початкова фаза гармонічного коливання.

Залежно від того, як на приймальному боці враховується ця фаза, цифрові канали поділяються на три типи:

1. Когерентний канал — фаза несучих коливань на приймальному боці точно відома (синхронізована з передавачем) і це знання повністю використовується під час демодуляції сигналу.

2. Квазікогерентний канал — фаза відома лише приблизно (використовується оцінка фази), і приймач працює з цією наближеною оцінкою.

3. Некогерентний канал — ніякої інформації про фазу на приймальному боці немає; фаза вважається випадковою і рівноймовірною в інтервалі від 0 до 2π, тому при демодуляції вона взагалі не враховується.

Таким чином, тип каналу когерентний, квазікогерентний чи некогерентний визначається ступенем використання відомостей про початкову фазу несучих коливань під час прийому.

Оскільки когерентний прийом є найбільш очевидним у випадку фазової маніпуляції (ФМ), ми продемонструємо це на прикладі двійкової фазової маніпуляції (BPSK). На графіку який зображений на рисунку 1.10 показано, як прийнятий зашумлений сигнал корелюється з ідеальною опорною несучою, щоб точно виявити фазу (символ).

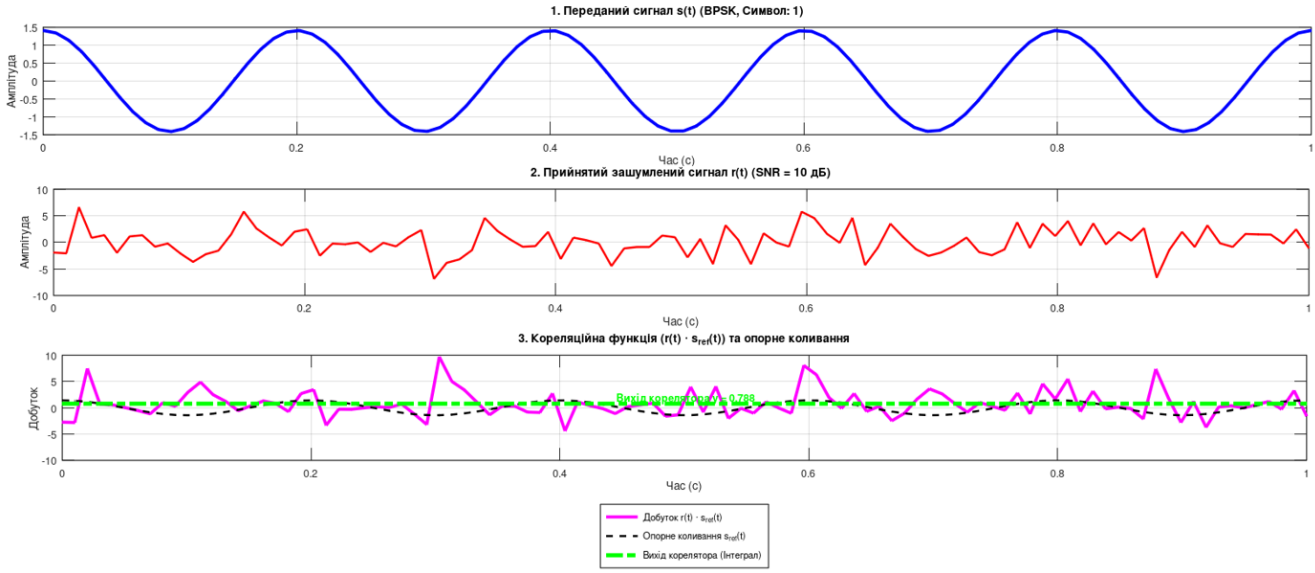


Рис. 1.10 Візуалізація процесу когерентного прийому двійкової фазової маніпуляції (BPSK) із демонстрацією кореляційної функції при SNR = 10 дБ.

Рисунок1.10 ілюструє ключові етапи функціонування когерентного приймача для сигналу з двійковою фазовою маніпуляцією (BPSK), яка на приймальній стороні використовує точну фазову інформацію для надійного виявлення переданого символу за наявності адитивного шуму. До ключових етапів функціонування когерентного приймача відносять:

1) Переданий сигнал,

2) Прийнятий зашумлений сигнал (SNR=10 дБ),

3) Визначення символу шляхом кореляції з ідеальним опорним коливанням.

Розглянемо етапи ФКП.

Переданий сигнал. У цій моделі використовується схема BPSK, де інформаційний символ '1' кодується фазою 0^0 несучого коливання Fc, а символ '0' (або -1) — фазою 180^0 π. Оскільки було передано символ '1', сигнал s(t) являє собою неінвертоване несуче коливання.

Прийнятий зашумлений сигнал. Прийнятий зашумлений сигнал представлений як r(t), SNR = 10 дБ ілюструє стан сигналу після проходження каналу зв'язку. Канал моделюється шляхом додавання адитивного білого гаусового шуму (АБГШ, AWGN) до переданого сигналу. Інтенсивність шуму контролюється співвідношенням сигнал/шум (SNR = 10 дБ). Прийнятий сигнал r(t) є сумою переданого сигналу та шуму: r(t) = s(t) + n(t). Візуально, через значний рівень шуму, пряме визначення фази (а отже, й інформаційного символу) з r(t) стає складним або неможливим.

Принцип когерентного прийому (демодуляція). Кореляційна функція r(t) • s(t) та опорне коливання відображає ключовий етап когерентної демодуляції — кореляційний прийом. Головна умова когерентного приймача полягає у генеруванні ідеального опорного коливання $s_{ref}(t)$, яке є точно синхронізованим за частотою та фазою з несучим коливанням передавача. На графіку це ідеальне коливання представлено чорною пунктирною лінією. Саме наявність цього точного фазового знання відрізняє когерентний прийом від некогерентного.

Сам процес кореляції/демодуляція здійснюється шляхом обчислення кореляції між прийнятим зашумленим сигналом r(t) та ідеальним опорним коливанням $s_{ref}(t)$. Цей процес включає:

1. Множення показано у вигляді прийнятого сигналу r(t) який множиться на опорне коливання $s_{ref}(t)$, результат чого показано суцільною пурпуровою лінією де добуток має вигляд $r(t)t \bullet s_{ref}(t)$.

2. Інтегрування: Виконується інтегрування добутку по тривалості символу T:

$$y = \int_0^T r(t) \cdot s_{ref}(t)dt \quad (1.17)$$

Виявлення символу. Кінцевий результат інтегрування, відомий як вихід корелятора (y), представлений зеленою горизонтальною лінією. Оскільки фази переданого символу ('1', фаза 0^o) та опорного коливання $s_{ref}(t)$ збігаються, добуток $r(t)t \bullet s_{ref}(t)$.є переважно позитивним протягом усього інтервалу. Це призводить до отримання великого позитивного значення y (на рисунку $y \approx 0.72$), яке слугує рішенням приймача. Згідно з принципом рішення BPSK: якщо $y > 0$, приймач вирішує, що був переданий символ '1'. Якщо $y < 0$, був би визначений символ '0'.

Таким чином, візуалізація підтверджує ефективність когерентного методу, який успішно відновлює інформаційний символ, мінімізуючи вплив шуму завдяки використанню точного фазового опорного коливання.

1.2.1 Оптимальний когерентний прийом

Сучасні системи цифрового зв’язку, інтегровані в багаторівневі телекомунікаційні мережі, є складними динамічними утвореннями, робота яких ґрунтується на інтенсивних процесах цифрової обробки сигналів. Такі системи характеризуються низкою ключових архітектурних і функціональних властивостей.

По-перше, вони мають структурну єдність: являють собою впорядковані сукупності взаємопов’язаних компонентів. Будь-яка зміна конфігурації —

об’єднання елементів, поділ на підсистеми чи зміна функціональних зв’язків — приводить до формування нових утворень із власними локальними цілями, що залишаються підпорядкованими загальній меті системи.

По-друге, важливою ознакою є наявність глобальної мети, яка визначає спрямованість функціонування телекомунікаційної системи та забезпечує узгоджену роботу її частин.

По-третє, взаємодія підсистем організована за принципом ієрархії, що дозволяє впорядковувати процеси передавання, оброблення, маршрутизації та керування інформаційними потоками на різних рівнях мережевої архітектури.

Окрім базових структурних властивостей, сучасним телекомунікаційним системам притаманна складна динаміка, зумовлена випадковим характером впливу зовнішнього середовища: флуктуаціями параметрів каналу, завадами, зміною умов поширення сигналів. Важливою вимогою є стійкість, тобто здатність зберігати працездатність і якість обслуговування навіть за наявності інтенсивних перешкод або непередбачуваних змін характеристик сигналів.

Хоча перші три властивості притаманні різним великим системам, саме випадковість зовнішніх впливів і необхідність забезпечення високої завадостійкості визначають специфіку телекомунікаційних систем. Обробка сигналів і прийняття рішень тут відбуваються за умов суттєвої апріорної невизначеності щодо параметрів каналу та завад.

Класичні методи оптимального прийому передбачають стаціонарність каналу та відому статистику сигналів і шумів. Проте в реальних мережах такі умови виконуються рідко, що суттєво обмежує можливості традиційних підходів. Наприклад, критерії Котельникова або максимальної правдоподібності потребують точної апріорної інформації про розподіли корисних сигналів і завад, однак на практиці ці розподіли можуть змінюватися або бути невідомими, що знижує ефективність класичних методів.

За таких умов актуальним стає використання некласичних підходів — непараметричних, адаптивних та інваріантних методів приймання, які здатні забезпечити високу якість обробки сигналів за мінімуму апріорних відомостей.

Одним із найбільш універсальних способів забезпечення інваріантності в непараметричних алгоритмах є рангові процедури обробки даних. На першому етапі в них виконується редукція надмірності вибірки: фактичні значення відліків замінюються їхніми рангами — цілими числами, що відображають порядок елементів у вибірці.

Таке перетворення дає змогу отримувати статистики, розподіл яких не залежить від реального розподілу спостережень. Завдяки цьому рангові алгоритми характеризуються високою стійкістю до зміни властивостей сигналів і завад, зберігаючи достатню інформативність для прийняття рішень в умовах невизначеності.

Оптимальний когерентний приймач працює за критерієм мінімальної евклідової відстані між прийнятим сигналом та усіма можливими реалізаціями сигналів, що забезпечує найменшу ймовірність помилки за наявності адитивного білого гаусівського шуму.

Математична модель оптимального когерентного приймача для багатопозиційного сигналу (M-арної модуляції) на фоні адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ) реалізується у вигляді банку узгоджених фільтрів (або кореляторів), кількість яких дорівнює M.

Нехай передається один із M можливих сигналів:

$$s_m(t)=A\cos(2\pi f_c t+\varphi_m),\ m = 0,1,\ldots,M-1,\ 0 \le t \le T_s$$

де φ_m — фіксована фаза, що відповідає m-му символу наприклад, при M - PSK $\varphi_m=2\pi m/M$.

Прийнятий сигнал:

$$r(t)=s_m(t) + n(t)$$

Оптимальне рішення приймається за правилом максимальної апостеріорної імовірності (MAP), яке при рівноймовірних символах та АБГШ зводиться до вибору m, що максимізує кореляційний інтеграл:

$$z_m = \int_0^{T_s} r(t) \cdot 2\cos(2\pi f_c t + \varphi_m)dt \qquad (1.18)$$

або еквівалентно — до вибору найближчої точки на сигнальній сузір'ї у просторі спостереження.

Сигнали, сформовані за принципами амплітудно-фазової маніпуляції (АФМ) та амплітудно-фазової різницевої маніпуляції (АФРМ), широко застосовуються в системах, де необхідно забезпечити високу спектральну ефективність, тобто швидкість передавання даних на рівні 3 біт/с·Гц і вище в умовах строго обмеженої смуги пропускання каналу. На практиці найбільше поширення отримали 16-, 32- та 64-позиційні сигнальні конструкції, які відповідають маніпуляції четвертого, п'ятого та шостого порядку. У низці сучасних систем використовуються також сигнали ще більшої розрядності, що дозволяє підвищити швидкість передавання при фіксованій ширині спектра.

Для подальшого аналізу розглянемо узагальнений варіант цифрової передачі інформації за допомогою m-позиційного сигналу, який може мати будь-які амплітуди $\alpha1,\alpha2,\ldots,\alpha_m$ і початкові фази $\varphi1,\varphi2,\ldots,\varphi_m$ На цьому етапі не розділятимемо окремо випадки АФМ та АФРМ. У такому формулюванні і-й символ, що передається, може бути описаний у загальному вигляді

$$S_i(t) = \alpha_i \sin(\omega t + \varphi_i),\ i = 1,2,...,m. \qquad (1.19)$$

Для каналу, в якому діє некорельований гаусів шум, оптимальна процедура приймання сигналів виду (1.19) формулюється так: вибір на користь і-го переданого символу здійснюється тоді, коли для всіх $j \neq i_j$ виконується умова нерівності.

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt \qquad (1.20)$$

або

$$i = \arg\min_j \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt;\ j = 1, 2,...,m \qquad (1.21)$$

При цифровому опрацюванні високочастотний сигнал, що описується формулою (1.19) часто замінюють його проекціями на дві взаємно ортогональні осі. Такий підхід використовується під час виконання спектральних перетворень або структурування ортогональних підканалів у багатоканальних системах

Для цифрової обробки високочастотний сигнал $S_i(t) = \alpha_i \sin(\omega t + \varphi_i)$ найчастіше представляють його квадратурними складовими (проекціями на дві взаємно ортогональні осі: синфазну I(t) та квадратурну Q(t)). Це дозволяє перенести обробку сигналу з високої частоти на нульову або низьку проміжну частоту. Нижче на рисунку 1.11 наведено приклад функції, яка моделює такий високочастотний сигнал, а потім розкладає його на його синфазну (I) та квадратурну (Q) складові.

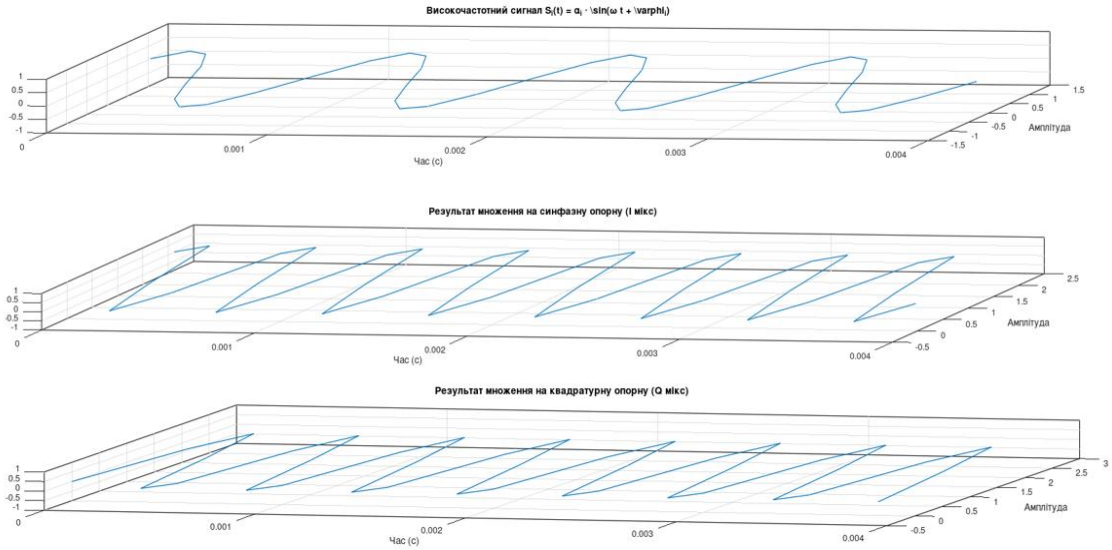


Рис. 1.11 3-D візуалізація формування та виділення складових високочастотного сигналу: вихідний сигнал $S_i(t)$, результат множення на синфазну (I) та квадратурну (Q) опорні складові

На рисунку 1.11 показані параметри сигналу які визначаються амплітуда α_i, фаза φ_i та частота несеної F_c. Моделювання $S_i(t)$ створюється як дискретний вектор часу t та обчислюється сам високочастотний сигнал $S_i(t)$. Для квадратурної демодуляції щоб отримати синфазну складову I та квадратурну складову Q, сигнал $S_i(t)$ множиться на два ортогональні опорні коливання: cos(ωt) для I та sin(ωt) для Q:

- I-складова $\approx S_i(t) \cdot 2\cos(\omega t)$
- Q-складова $\approx S_i(t) \cdot 2\sin(\omega t)$

Низькочастотна Фільтрація (LPF) після множення сигнал містить низькочастотну компоненту (власне I та Q) та високочастотну компоненту (на частоті 2ω). Щоб виділити I та Q, потрібно застосувати НЧ-фільтр. У цьому

прикладі для спрощення ми виводимо теоретичні значення I_{theory} та Q_{theory}, які будуть отримані після ідеальної фільтрації.

Цей підхід є основою для квадратурних модуляторів/демодуляторів та реалізації технологій, таких як QAM, QPSK та OFDM.

1.2.2 Використання I/Q підходу у багатоканальних системах

Розкладання сигналу на ортогональні I та Q складові є фундаментальним для створення багатоканальних систем, зокрема OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing).

Спектральні перетворення (OFDM). У системах OFDM використовується набір близько розташованих, але взаємно ортогональних піднесених частот. Роль I/Q полягає в тому що, замість того, щоб передавати один високошвидкісний потік даних, його розбивають на багато низькошвидкісних потоків. Кожен низькошвидкісний потік модулюється (наприклад, за допомогою QAM/АФМ, яка базується на I/Q) і розміщується на окремій піднесений частоті. На передачі I/Q-компоненти усіх підканалів об'єднуються за допомогою оберненого швидкого перетворення Фур'є (IFFT), яке природно генерує ортогональні гармонічні функції.

На прийомі застосовується Швидке перетворення Фур'є (FFT), щоб розділити сигнал назад на ортогональні підканали для подальшої I/Q-демодуляції.

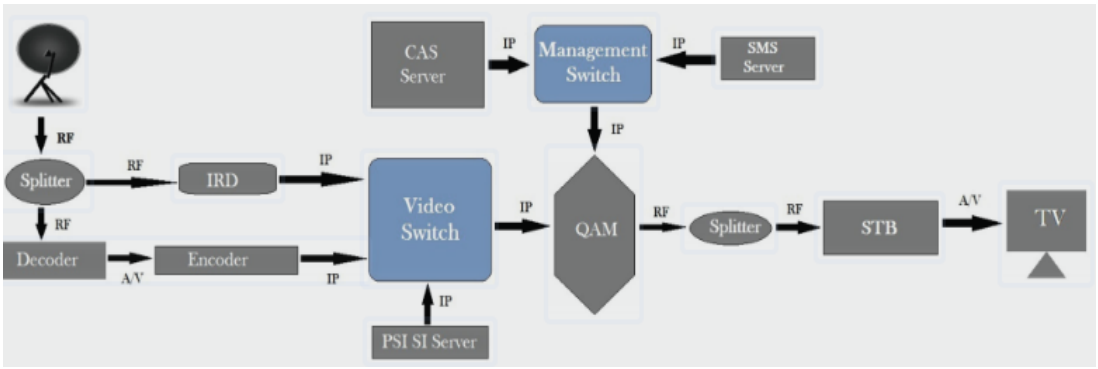


Рис. 1.12 Блок-схема цифрової головної станції (headend), архітектура, яка дозволяє системі керувати, обробляти та моніторити контент перед його розповсюдженням

Квадратурний модулятор, що формує сигнал Si(t) з I- та Q-компонент, є найпростішою двоканальною системою. Він дозволяє передавати два незалежні потоки даних на одній несучій, використовуючи ортогональність cos(ωt) і sin(ωt), що фактично подвоює спектральну ефективність порівняно з одновісними модуляціями (AM, FM). Тому I/Q-представлення є основою побудови систем із високою швидкістю передачі в обмеженому частотному ресурсі.

Когерентний прийом забезпечує високу завадостійкість завдяки точному відтворенню фази та частоти опорного сигналу, що дозволяє ефективно виділяти корисний сигнал на фоні шумів. Він досягає максимальної енергетичної ефективності та дає змогу застосовувати високопозиційні модуляції (M-PSK, M-QAM), де інформація кодується малими фазовими чи квадратурними відмінностями. У підсумку такий прийом забезпечує мінімальну ймовірність помилки в каналах з адитивним білим гаусівським шумом.

Водночас когерентний прийом має недоліки: високу апаратну складність, необхідність точного відновлення фази, частоти та часу, чутливість до фазових зсувів, джитеру й нестабільності генераторів. Навіть незначні фазові відхилення можуть суттєво погіршити якість прийому, особливо для високопозиційних сигналів. Тому такі системи потребують складних алгоритмів цифрової обробки, що підвищує вимоги до обчислювальних ресурсів і енергоспоживання.

1.2.3 Некогерентний прийом — поняття та принципи

Некогерентний прийом — це метод приймання сигналів, який не потребує відновлення фази несучої, що значно спрощує апаратну реалізацію. На відміну від когерентного прийому, він не використовує фазову синхронізацію, тому вимоги до стабільності генераторів та синхронізаторів істотно нижчі. Такий підхід особливо ефективний для модуляцій, де інформація кодується амплітудою або частотою наприклад: OOK, M-FSK), а фаза не несе інформативного навантаження.

Принцип роботи некогерентного приймача включає зниження частоти сигналу, виділення корисної складової, детектування огинаючої та порогове

прийняття рішень. Завдяки цьому приймач може визначати переданий символ без складних фазових і частотних синхронізаторів.

Основні переваги некогерентного прийому — простота апаратури, стійкість до фазових флуктуацій та відсутність потреби у відновленні фази. Це робить його зручним для систем із низькими ресурсами, каналів зі значним доплерівським розкидом або сильною фазовою нестабільністю. Недоліками є нижча завадостійкість і вища ймовірність помилки порівняно з когерентним прийомом, особливо для високопозиційних модуляцій, а також нижча енергетична ефективність.

Некогерентний прийом застосовується там, де простота та надійність важливіші, ніж максимальна ефективність. Для високошвидкісних або складних систем переважно використовується когерентний оптимальний прийом, що забезпечує мінімальний BER.

Некогерентний прийом зручний тоді, коли фазову інформацію втрачено або її важко відновити. Він оцінює енергію чи амплітуду сигналу (наприклад, квадратурну суму), тому не вимагає співпадіння фаз між приймачем і передавачем. Це дозволяє уникнути застосування у складному модулі фазової синхронізації Phase-Locked Loop, PLL і значно здешевлює конструкцію.

Найбільш характерний приклад — M-FSK. У цьому випадку кожен символ передається окремою частотою. Некогерентний приймач використовує банк фільтрів, налаштованих на відповідні частоти, і вибирає ту, на якій енергія максимальна.

Переваги некогерентного M-FSK:

- відсутність фазової й частотної синхронізації;
- висока стійкість до доплерівських зсувів і фазового шуму;
- при ортогональних частотах різниця в енергетичній ефективності з когерентним прийомом невелика (0,8–1,2 дБ при M=2, до ~4 дБ при M≥64);
- проста реалізація в аналогових і цифрових системах

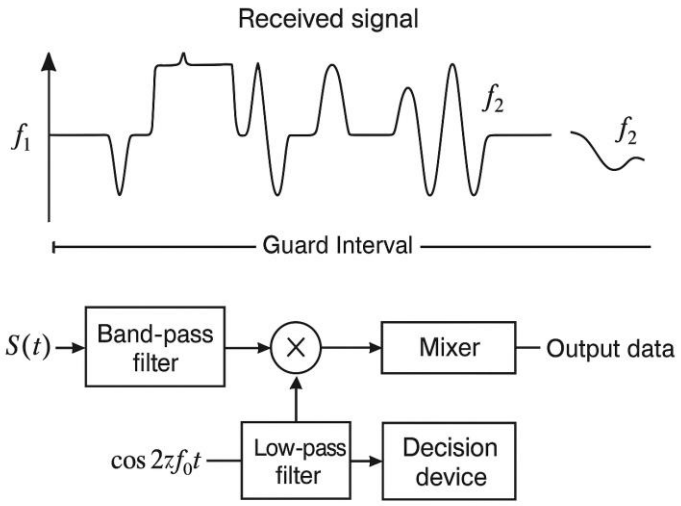


Рис. 1.13 Структурна схема некогерентного приймача M-FSK та форма прийнятого сигналу

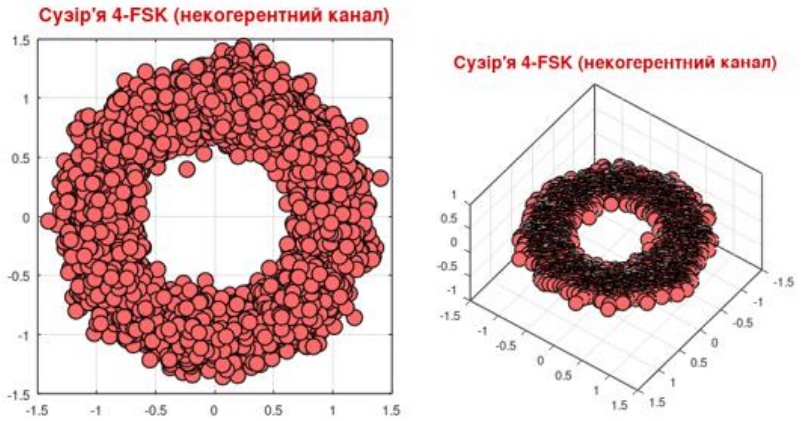


Рис. 1.14 Неклгерентний канад: Сузір’я 4- FSK

На рисунку 1.14 представлено узагальнену структуру процесу некогерентного прийому сигналів з М-арною частотною маніпуляцією M-FSK. У верхній частині наведено типовий вигляд прийнятого сигналу, який складається з послідовних часових інтервалів, кожен з яких передає символ за допомогою однієї з частотних компонент $f_1,f_2,\ldots,f_M$. Ці частоти відповідають різним значенням переданих символів у М-рівневій частотній модуляції. Між сусідніми частотними інтервалами передбачено захисну паузу Guard Interval, що дозволяє мінімізувати міжсимвольні завади та підвищити достовірність прийому.

Після цього сигнал надходить на змішувач, де здійснюється його перемноження з локальним опорним коливанням відповідної частоти. На наступному етапі низькочастотний фільтр формує енергетичний сигнал, пропускаючи лише корисну складову.

Отримані енергетичні значення подаються на блок прийняття рішення, який здійснює вибір того символу, для якого енергія на виході відповідного частотного каналу є максимальною. Таким чином формується цифровий вихід приймача, що відображає передану інформацію без необхідності відновлення фази несучого сигналу — характерної особливості некогерентного прийому.

OOK (On-Off Keying) Маніпуляція "увімкнено-вимкнено", де символ кодується наявністю або відсутністю сигналу (амплітуда).

Одним із найпростіших і найбільш поширених методів цифрової модуляції є амплітудна маніпуляція з увімкненням та вимкненням несучого сигналу — OOK (On-Off Keying). У цьому методі інформаційна послідовність відображається у вигляді двох станів: передавання гармонічного сигналу або його повна відсутність протягом тривалості символу. Таким чином, метод OOK є базовою формою бінарної амплітудної маніпуляції (ASK), у якій множина амплітудних рівнів зведена лише до двох значень — максимального та нульового.

Амплітудна маніпуляція з увімкненням та вимкненням несучого сигналу On-Off Keying, OOK належить до базових методів цифрової модуляції, в яких інформація передається через зміну амплітуди гармонічного коливання. Особливістю OOK є наявність лише двох амплітудних станів — наявності сигналу та його повної відсутності протягом тривалості символу. Такий підхід забезпечує мінімальну складність передавальної апаратури й дозволяє застосовувати OOK у малопотужних та низькошвидкісних системах.

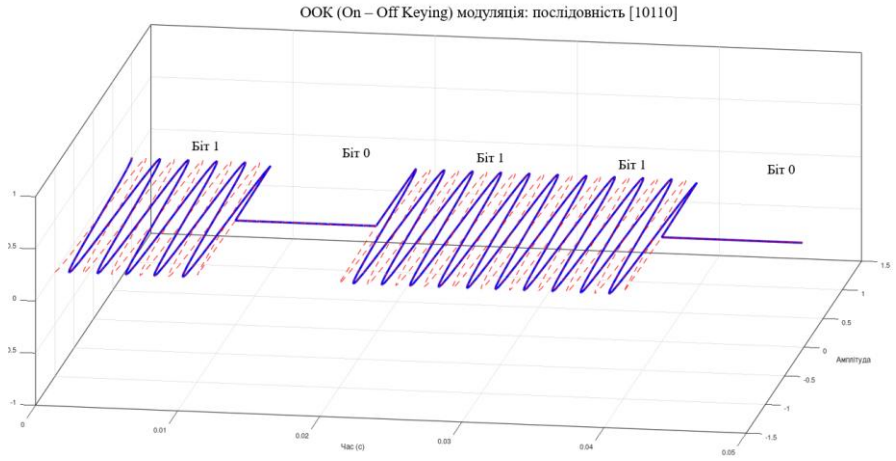


Рис. 1.15 OOK (On-Off Keying) модуляція: послідовність [10110]

Графік забражений на рисунку 1.15, показує різницю між передачею символу '1' (наявність несучої частоти) та символу '0' (відсутність сигналу), підкреслюючи, що інформація закодована в амплітуді.

Графік демонструє часову діаграму сигналу, модульованого за допомогою OOK: Наявність сигналу ('1') у часових інтервалах, коли передається біт '1' перший, третій та четвертий символи, ви бачите синусоїдальне коливання з амплітудою A і частотою Fc. Відсутність сигналу ('0') у 3891 часових інтервалах, коли передається біт '0' (другий та п'ятий символи), амплітуда сигналу дорівнює нулю.

Це підтверджує основний принцип OOK: інформація закодована в амплітуді — або повна амплітуда (ON), або нульова (OFF). Це робить OOK найпростішою формою цифрової модуляції. Математичне представлення сигналів OOK має вигляд:

$$s_1(t) = A\cos(\omega_c t + \varphi) \tag{1.22}$$

Та передавання логічного «0» здійснюється повним вимкненням несучої:

$$s_0(t) = 0$$

де A – амплітуда несучої; ω_c – кутова частота несучої; φ – початкова фаза.

Сигнал $s_1(t)$ відповідає передаванню логічної «1», тоді як $s_0(t)$ використовується для передавання логічного «0».

У найпростішому випадку модулятор OOK працює як перемикач генератора несучої частоти, який вмикається лише у моменти передавання символу «1». Такий

принцип дозволяє реалізувати передавальну частину з мінімальною апаратною складністю та без вимог до фазового керування.



Рис.1.16 Структурна схема некогерентного приймача сигналів із маніпуляцією увімкнено-вимкнено (OOK)

Схема некогерентного приймача сигналів OOK (On-Off Keying) відрізняється від когерентного тим, що в ній фаза несучого коливання φ не відновлюється і не використовується під час демодуляції, тобто блок PLL є відключеним. Рішення про переданий біт приймається виключно за енергетичним критерієм: якщо на виході квадратичного детектора ($x^2 + y^2$) після інтегратора/усереднювача величина енергії або огинаючої E(t) перевищує встановлений поріг T_h — приймається рішення «1» (сигнал присутній); якщо нижче порогу — «0» (сигнал відсутній).

Такий підхід забезпечує високу стійкість до фазових шумів і частотних зсувів, а також мінімальну складність апаратної реалізації. Некогерентний детектор OOK широко застосовується в простих оптичних системах зв’язку (вільний простір, волоконно-оптичні лінії низької швидкості), радіочастотній ідентифікації RFID, інфрачервоних каналах дистанційного керування, а також у низькошвидкісних бездротових сенсорних мережах ZigBee, деяких режимах Bluetooth Low Energy, де пріоритетом є простота та енергозбереження приймача, а не максимальна енергетична ефективність.

Ця схема широко застосовується в простих оптичних системах зв’язку, радіочастотній ідентифікації (RFID), інфрачервоних каналах керування та низькошвидкісних бездротових сенсорних мережах, де простота реалізації важливіша за енергетичну ефективність.

Оскільки інформація кодується виключно амплітудою, сигнал є дуже чутливим до шумів, зокрема у каналах AWGN. Також OOK більш чутливіший до імпульсних перешкод**,** має короткочасний імпульс і може бути помилково інтерпретований як передавання символу «1». Неможливість масштабування до M-позиційних схем - OOK є строго бінарним методом і не може бути використаний у високопозиційних модуляціях, що обмежує спектральну ефективність. Має **з**алежність від порогових алгоритмів, неправильний вибір порога призводить до значного збільшення ймовірності помилки, особливо при нестабільних рівнях сигналу.

Особливості некогерентного прийому OOK полягає в тому, що у некогерентних приймачах фаза сигналу не відновлюється, а рішення приймається за амплітудно-енергетичним критерієм. Це дозволяє використовувати дуже прості схеми обробки.

Незважаючи на обмеження, OOK продовжує широко використовуватися у простих та енергоефективних радіотехнічних системах, зокрема:

- в технологіях RFID та NFC;
- в інфрачервоних системах зв’язку (IrDA);
- у мережах IoT (зокрема у малопотужних сенсорних вузлах);
- у побутових радіомодулях діапазонів 315–433 МГц;
- в оптичному зв’язку, включно з VLC (Visible Light Communication).

У цих застосуваннях пріоритетними є низька вартість, простота апаратних рішень та мінімальне енергоспоживання, що робить метод OOK актуальним навіть у сучасних комунікаційних системах.

1.2.4 Порівняльний аналіз когерентного та некогерентного прийому

У цифрових системах зв’язку вибір методу приймання сигналу є одним із ключових факторів, що визначає ефективність, енергетичні витрати та завадостійкість системи. Найпоширенішими підходами є когерентний та

некогерентний прийом, які відрізняються способами обробки інформаційного сигналу та вимогами до синхронізації.

1. Принципова відмінність у використанні фазової інформації

Когерентний прийом базується на точному відновленні фази несучої на приймальній стороні. Для цього застосовуються локальні генератори та системи фазового автопідстроювання частоти (PLL), які забезпечують синхронізацію з передавачем. Такий підхід дозволяє приймачеві повністю використовувати як амплітудні, так і фазові параметри сигналу.

Некогерентний прийом не потребує фазової синхронізації. Рішення про переданий символ приймається за енергетичними або амплітудними характеристиками сигналу, обчисленням огинаючої або квадратурної суми амплітуд. Це значно спрощує апаратну реалізацію приймача.

2. Складність реалізації

У когерентному прийомі необхідні точні генератори, синхронізатори, системи стеження за фазою та частотою, що суттєво ускладнює апаратну частину. Особливо це актуально в каналах зі значними фазовими флуктуаціями або доплерівським зсувом.

Некогерентний прийом реалізується простішими методами — через амплітудне детектування або обчислення енергії сигналу. Відсутність модуля фазового відновлення зменшує апаратні витрати, енергоспоживання та вимоги до стабільності генератора.

3. Енергетична ефективність і завадостійкість

Когерентний прийом забезпечує мінімально можливу ймовірність помилки для заданого співвідношення сигнал/шум, оскільки враховує фазову складову сигналу. Він є оптимальним для багатопозиційних модуляцій, таких як QPSK, QAM, M-PSK, OFDM.

Некогерентний прийом демонструє нижчу завадостійкість. Щоб досягти тієї самої ймовірності помилки, що й при когерентному прийомі, потрібні вищі енергетичні витрати або кращі умови каналу. Це пояснюється тим, що фаза сигналу не використовується для прийняття рішення.

4. Сфери застосування

Вибір методу прийому часто залежить від умов каналу, апаратних можливостей та вимог до пропускної здатності. Когерентний прийом забезпечує найвищу точність і надійність передавання, що робить його основним методом у сучасних високошвидкісних системах зв’язку. Некогерентний прийом, хоча й поступається за ефективністю, залишається актуальним у низьковартісних, малопотужних та спеціалізованих системах, де простота конструкції є важливішою за максимальну завадостійкість.

Таблиця 1.3

Порівняння когерентного та некогерентного прийому

Характеристика	Когерентний прийом	Некогерентний прийом
Використання фази	Потрібна точна синхронізація, обов’язково	Фаза не потрібна, не використовується
Складність апаратури	Висока	Низька
Завадостійкість	Вища, оптимальна	Нижча
Енергетична ефективність	Краща, 0 дБ (оптимальний)	Гірша, 1–3 дБ втрати (DPSK), більше для інших
Необхідність синхронізації	Обов’язкова	Не обов’язкова
Максимально досяжний порядок M	необмежений (до 1024-QAM і вище)	зазвичай $M \leq 8$ (DQPSK), рідко 16
Чутливість до фазового шуму	дуже висока	низька
Типові модуляції	PSK, QAM, OFDM	FSK, M-FSK, OOK
Застосування	Мобільний зв’язок, Wi-Fi - 4G/5G, Wi-Fi 802.11n/ac/ax, DVB-S2/T2/C2, супутниковий зв’язок, когерентний	GSM (GMSK), Bluetooth, DECT, системи з великим доплерівським зсувом, прості IoT-протоколи телеметрія, датчики, прості канали

	оптичний зв’язок, радіорелейні лінії	

Проведений аналіз показує, що когерентний і некогерентний прийом багатопозиційних сигналів суттєво відрізняються енергетичною ефективністю, складністю реалізації та сферами застосування.

Когерентний прийом є єдиним методом, що забезпечує теоретично оптимальну завадостійкість і дозволяє реалізувати високопозиційні модуляції ($M \geq 16$) з максимальною спектральною ефективністю. Тому він є основою сучасних високошвидкісних систем зв’язку: 4G/5G, Wi-Fi 5/6/7, DVB-T2/S2X/C2 та когерентного оптичного зв’язку. Ключовим завданням залишається точне відновлення параметрів несучої (фази, частоти, амплітуди), що визначає актуальність подальших досліджень оптимального когерентного прийому багатопозиційних сигналів.

Некогерентний прийом значно простіший у реалізації, не потребує фазового відновлення та стійкіший до фазових шумів і частотних зсувів. Це робить його придатним для систем з обмеженими ресурсами або в умовах сильних фазових флуктуацій. Недоліком є нижча завадостійкість (втрата 1–3 дБ і більше) та практична неможливість ефективно застосовувати модуляції з $M > 8–16$.

Отже, некогерентні методи оптимальні для простих і низькошвидкісних систем (RFID, ІЧ-керування, окремі режими IoT), тоді як у високопродуктивних широкосмугових системах впевнено домінує когерентний прийом. Тренд на зростання спектральної ефективності та енергозбереження у мережах 6G лише посилить цю тенденцію.

1.3 Огляд існуючих технологій та методів прийому багатопозиційних сигналів

Багатопозиційні сигнали, що використовують M станів для передавання $\log_2(M)$ бітів на символ (QAM, PSK, FSK, OFDM), широко застосовуються у

сучасних системах зв’язку. Їх прийом ускладнюється багатопроменевістю, доплерівськими зсувами та високими вимогами до синхронізації.

Для оптимального прийому застосовують кореляційні методи — насамперед узгоджений фільтр, який максимізує SNR в AWGN-каналі та потребує O(M) порівнянь на символ. У динамічних каналах використовують адаптивні алгоритми, зокрема фільтр Калмана, що відстежує фазові та частотні зсуви й зміни параметрів каналу. Такі методи є основою роботи MIMO, OFDM та сучасних бездротових стандартів із швидкостями 10–20 Гбіт/с.

Кореляційні та спектральні методи визначають відповідність прийнятого сигналу елементам сигнального сузір’я, формують оптимальні когерентні приймачі та забезпечують стійкість до шуму й фазових спотворень. Їх аналіз дозволяє підвищити точність виявлення багатопозиційних сигналів у реальних каналах.

1.3.1 Кореляційний прийом (узгоджений фільтр): суть методу

Узгоджений фільтр є фундаментальним інструментом у теорії виявлення сигналів, що забезпечує оптимальне вилучення відомого сигналу з адитивного білого гаусового шуму (AWGN). Його функція полягає в максимізації співвідношення сигнал/шум (SNR) на виході приймача в момент дискретизації, що є ключовим для досягнення мінімальної вірогідності помилки.

Узгоджений фільтр забезпечує теоретично максимальне SNR на виході в момент дискретизації $t = T$, що є критично для надійного виявлення слабких сигналів і мінімізацію бітової частоти помилок (BER) в каналі AWGN. Його оптимальність ґрунтується на математичній моделі, де імпульсна характеристика визначається як комплексно спряжений та обернений у часі зразок сигналу: $h(t) = s^*(T–t)$. Вихід фільтра $y(t)$ формується операцією згортки, еквівалентною кореляції прийнятого сигналу $r(t)$ з еталонним шаблоном, що дозволяє максимально підсилити корисну компоненту. Узгоджений фільтр ефективно застосовується для виявлення багатопозиційних сигналів, зокрема M-PSK, M-QAM та піднесучих OFDM, а рішення щодо прийнятого символу приймається на основі порівняння

значень корелятора або вибору символу з максимальним відгуком серед M можливих. Практична реалізація може бути виконана як на цифрових кореляторах, так і з використанням Швидкого Перетворення Фур'є (FFT), що забезпечує ефективну обробку сигналів у часовій та частотній областях.

Технічна реалізація кореляційного прийому для багатопозиційних сигналів потребує врахування специфічних характеристик сигналу та каналу поширення. Особливу увагу слід приділити формуванню двовимірної кореляційної функції для складних багаточастотних сигналів, що дозволяє ефективно працювати в умовах зсувів за часом та частотою.

Формування кореляційної функції. Для багаточастотних сигналів із фазочастотним кодуванням необхідно обчислювати двовимірну кореляційну функцію. Вона враховує як часові затримки (τ), так і частотні зміщення (f) одночасно, дозволяючи компенсувати їх. Математично це виражається як

$$R(\tau, f) = \iint r(t) \cdot s^*(t-\tau) \cdot e^{-j2\pi ft} dtdf \qquad (1.23)$$

де r(t) – прийнятий сигнал, а s*(t-τ) – комплексно спряжений еталонний сигнал із затримкою τ. Це забезпечує оптимальне виявлення сигналу при наявності як часових, так і доплерівських зсувів.

База сигналу. Визначення бази сигналу через добуток ширини спектру та тривалості імпульсу (D = Δf • τ) є ключовим параметром для оцінки потенціалу розрізнення та завадостійкості. Наприклад, для сигналу OFDM з шириною смуги 20 МГц і тривалістю символу 4 мкс, D = 80. Для радіолокаційного сигналу з лінійною частотною модуляцією (chirp) із шириною смуги 100 МГц і тривалістю імпульсу 10 мкс, D = 1000. Вищі значення D вказують на кращу роздільну здатність за часом і частотою, а також підвищену стійкість до перешкод.

Оптимізація параметрів. Вибір оптимальних параметрів кореляційної обробки залежить від конкретного застосування та характеристик каналу зв'язку. Критерії оптимізації включають: мінімізацію ймовірності хибної тривоги при підтримці ймовірності виявлення більше 0.99; баланс між обчислювальною складністю та досягнутою продуктивністю системи; а також адаптацію часу

інтегрування на основі оцінок поточного співвідношення сигнал/шум (SNR) для динамічних середовищ.

Оптимізація параметрів. Вибір оптимальних параметрів кореляційної обробки залежить від конкретного застосування та характеристик каналу зв'язку. Критерії оптимізації включають: мінімізацію ймовірності хибної тривоги при підтримці ймовірності виявлення більше 0.99; баланс між обчислювальною складністю та досягнутою продуктивністю системи; а також адаптацію часу інтегрування на основі оцінок поточного співвідношення сигнал/шум (SNR) для динамічних середовищ.

1.3.2 Фільтри Калмана в прийомі багатопозиційних сигналів

Хоча кореляційні методи прийому добре працюють у статичних каналах, реальні бездротові канали є часово-змінними, що вимагає адаптивних підходів до синхронізації та оцінки параметрів сигналу. Одним із найефективніших інструментів для таких умов є фільтри Калмана, які широко застосовуються в сучасних системах зв’язку.

У системах позиціонування GNSS (GPS, ГЛОНАСС, Galileo) фільтри Калмана одночасно відстежують сигнали від 4–12 супутників, оцінюючи тривимірну позицію з точністю 1–5 м, швидкість з точністю 0,1 м/с та похибки тактового генератора. Вектор стану зазвичай має 8 вимірів і включає координати, швидкості, зміщення та дрейф тактового сигналу. Компенсація іоносферної затримки зменшує помилки на 5–15 м, а оновлення оцінок відбувається з частотою 1–10 Гц.

Подібним чином у багатокористувацьких системах MU-MIMO фільтри Калмана адаптивно відстежують матрицю каналу H(t). Наприклад, у конфігурації 4×4 вони оцінюють комплексні коефіцієнти з амплітудою 0,1–1,0 та фазою, що змінюється зі швидкістю, зумовленою доплерівським зсувом. Оновлення оцінок відбувається кожні 1–5 мс з урахуванням часу когерентності каналу ($\tau c \approx 1/(2fd)$)

та когерентної смуги пропускання (Bc ≈ 1/(5στ)). Це дозволяє досягати спектральної ефективності 10–40 біт/с/Гц у системах LTE та 5G.

Для забезпечення надійної синхронізації в реальних умовах найчастіше використовується гібридна двоступенева схема. На першому етапі здійснюється груба кореляційна синхронізація за допомогою преамбул або пілотних послідовностей, таких як Zadoff-Chu в LTE, що зменшує невизначеність частоти з ±10 кГц до ±100 Гц протягом 10–100 мс. На другому етапі підключається фільтр Калмана, який точно відстежує залишкові зсуви частоти (±50 Гц), фазовий дрейф (±0,1 рад/мс) та часову похибку (±0,01 символьного періоду). Перехід до точного відстеження можливий при SNR > 5 дБ.

Синхронізація є однією з найкритичніших задач когерентного прийому багатопозиційних сигналів. Для 64-QAM фазова похибка не повинна перевищувати 5°, для 256-QAM – 2°, часова похибка – 10 % тривалості символу, а частотна – 2 % від рознесення піднесучих. Порушення цих вимог призводить до міжсимвольної інтерференції, обертання сузір’я, різкого зростання BER та навіть повної втрати зв’язку.

Основними джерелами розсинхронізації є багатопроменеве поширення з затримковим розкидом 50–500 нс у місті та до 2 мкс у сільській місцевості, доплерівські зсуви (до 2,6 кГц при 28 ГГц та 100 км/год), нестабільність гетеродинів (±1–10 ppm) та температурний дрейф тактової частоти.

Часова синхронізація ускладнюється багатопроменевим поширенням і виконується за допомогою детекторів типу «ранній-пізній», алгоритму Гарднера або кореляції з відомими послідовностями (наприклад, PSS/SSS у LTE). Частотна синхронізація компенсує розбіжності гетеродинів і доплерівські зсуви за допомогою автокореляції, пілотів та цифрових NCO. Фазова синхронізація, критична для модуляцій високого порядку, реалізується петлями Костаса, керуванням рішенням та оцінкою за розсіяними пілотами з інтерполяцією Вінера.

Незважаючи на високу ефективність, фільтри Калмана мають суттєві обмеження. Вони потребують точної математичної моделі каналу, правильного налаштування коваріаційних матриць шумів процесу та вимірювань, а також

коректних початкових умов. Невідповідність моделі реальності, невірне значення Q або R, а також висока обчислювальна складність $O(n^3)$ можуть призвести до затримки відстеження, зростання похибки або навіть розбіжності алгоритму.

Яскравим прикладом практичного використання всіх розглянутих методів є системи MU-MIMO у 4G LTE та 5G NR. У LTE підтримується до 4 користувачів на ресурсний блок, у 5G з massive MIMO – до 12 при 64–256 антенах базової станції. Спектральна ефективність сягає 20–100 біт/с/Гц. Просторове мультиплексування та beamforming забезпечують концентрацію енергії в напрямку користувача з підсиленням до 18–24 дБ та придушенням інтерференції на 20–30 дБ. Для цього необхідна актуальна інформація про стан каналу з оновленням кожні 1–5 мс та точна компенсація фазових зсувів за допомогою DMRS-пілотів, що забезпечує залишкову фазову похибку менше 3° RMS.

Таким чином, у сучасних системах зв’язку точна синхронізація та адаптивна оцінка каналу досягаються лише поєднанням кореляційних методів грубої синхронізації з тонким відстеженням на основі фільтрів Калмана, що дозволяє реалізувати високоефективний когерентний прийом багатопозиційних сигналів навіть у складних часово-змінних каналах.

2 МЕТОД КОГЕРЕНТНОГО ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

Когерентний оптимальний прийом багатопозиційних сигналів є фундаментальним методом підвищення завадостійкості сучасних телекомунікаційних систем. У цьому розділі наведено математичні основи формування оптимальних правил прийняття рішень, моделювання каналу зв’язку, алгоритм когерентного накопичення та аналіз ефективності методу в умовах дії шумів і перешкод. Отримані результати є базою для подальшого моделювання та практичного дослідження роботи оптимального приймача.

У сучасних цифрових телекомунікаційних системах широке застосування мають багатопозиційні види модуляції, зокрема M-PSK, M-QAM та M-FSK, які дозволяють підвищити спектральну ефективність і пропускну здатність каналу зв’язку. Разом з тим, збільшення кількості позицій сигналу призводить до зменшення відстані між сигнальними точками, що знижує завадостійкість системи. У таких умовах особливого значення набуває застосування оптимальних методів прийому, серед яких ключову роль відіграє когерентний оптимальний прийом.

Когерентний оптимальний прийом базується на точному відновленні параметрів несучої (частоти та фази) та використанні статистичних критеріїв прийняття рішень, що забезпечує мінімальну ймовірність помилки в заданих умовах шумів і завад. У даному розділі розглядається математична модель каналу зв’язку, принципи побудови оптимального когерентного приймача та теоретичні основи оцінки його ефективності.

2.1 Математична модель каналу зв'язку

Розробка та аналіз методу когерентного оптимального прийому неможливі без формалізованого опису каналу зв’язку та статистичних властивостей сигналів і завад. Математична модель каналу зв’язку дозволяє встановити зв’язок між

переданим та прийнятим сигналами, а також обґрунтувати вибір оптимального алгоритму прийому.

Математична модель каналу зв’язку є фундаментальною для розробки оптимальних приймачів багатопозиційних сигналів, оскільки вона враховує всі основні фактори, що впливають на сигнал під час передачі. Для початку розглянемо загальні принципи роботи оптимальних приймачів, які базуються на статистичних критеріях прийняття рішень.

Загальні принципи роботи оптимальних приймачів ґрунтуються на критеріях Неймана–Пірсона або мінімізації ймовірності помилки. Критерій Неймана–Пірсона застосовується для задач виявлення сигналу, де максимізується ймовірність правильного виявлення за фіксованої ймовірності помилкової тривоги. У байєсівському підході, навпаки, мінімізується середня ймовірність помилки з урахуванням апріорних ймовірностей гіпотез. Для багатопозиційних сигналів це призводить до правила максимальної правдоподібності (ML) або максимальної апостеріорної ймовірності (MAP). Ці принципи забезпечують основу для подальшого представлення сигналів, дозволяючи моделювати процес прийняття рішень як статистичне порівняння.

На основі цих принципів логічно перейти до представлення багатопозиційного сигналу у вигляді суми ортогональних складових, відомої як квадратурна модель. Багатопозиційний сигнал $s_m(t)$ для m=1,2,…,M можна розкласти як

$$s_m(t) = I_m \cos(2\pi f_c t) - Q_m \sin(2\pi f_c t),$$

де I_m та Q_m — n-фазна та квадратурна компоненти відповідно, а f_c — несуча частота. Ортогональність базисних функцій спрощує демодуляцію, що є ключовим для формування прийнятого сигналу в реальних умовах.

Квадратурна модель дозволяє перейти від аналізу коливань високої частоти до еквівалентної низькочастотної моделі, що суттєво спрощує математичний опис процесу прийому.

Логічним продовженням такого подання сигналу є перехід до опису процесу його приймання, де квадратурна модель слугує зручним інструментом для аналізу

впливу каналу зв’язку та подальшої обробки сигналу в приймачі. Саме на цій основі стає можливим формалізувати формування прийнятого сигналу та застосувати методи когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів.

Багатопозиційні сигнали (наприклад, M-арні фазові маніпуляції, такі як BPSK, QPSK, 8-PSK, або квадратурні амплітудні маніпуляції M-QAM) є основою сучасних систем цифрового зв'язку, де інформація кодується в дискретних позиціях (символах) у сигнальному просторі (наприклад, на комплексній площині). Метод когерентного оптимального прийому передбачає використання кореляційного детектора або узгодженого фільтра, який максимізує ймовірність правильного детектування символів за умови відомої фази сигналу. Однак на етапі формування прийнятого сигналу на нього впливають різні спотворення каналу передачі.

Прийнятий сигнал $r(t)$ формується на основі переданого сигналу $s(t)$, який проходить через канал зв'язку. У загальному вигляді модель прийнятого сигналу в присутності адитивного шуму, фазового зсуву та доплерівського відхилення виглядає так:

$$r(t)=A\cdot s(t-\tau)\cdot e^{j(2\pi fdt+\theta)}+n(t)$$

де:

$s(t)$ — переданий багатопозиційний сигнал;

A — коефіцієнт загасання амплітуди (атенуація) каналу;

τ — затримка сигналу (зазвичай компенсується синхронізацією);

$e^{j(2\pi fdt+\theta)}$ — множник, що враховує доплерівське зміщення частоти f_d та постійний фазовий зсув θ;

$n(t)$ — адитивний шум.

Ця модель базується на припущенні про лінійний канал з адитивним шумом (наприклад, AWGN — адитивний білий гауссів шум). Нижче детально описано вплив кожного з вказаних факторів на формування прийнятого сигналу.

Вплив адитивного шуму $n(t)$ є випадковою добавкою до корисного сигналу, яка виникає через тепловий шум приймача, інтерференцію від інших джерел або атмосферні завади. У моделях зв'язку він зазвичай моделюється як гауссів процес з нульовим середнім та спектральною щільністю потужності $N_0/2$ (AWGN).

1. Формування сигналу - шум додається безпосередньо до сигналу, тобто $r(t)=s(t)+n(t)$ у базовій моделі без інших спотворень. Це призводить до "розмиття" позицій символів у сигнальному просторі (констеляції), роблячи їх менш розрізнюваними.

2. Наслідки для прийому це зниження відношення сигнал/шум (SNR), що збільшує ймовірність помилок детектування (BER — bit error rate). У когерентному оптимальному прийомі шум компенсується шляхом кореляції з еталонним сигналом, але при низькому SNR ефективність падає.

3. Математичний аспект полягає у розподілі шуму — нормальний $N(0,\sigma^2)$, де $\sigma^2 = N_0 B$ (B — смуга пропускання). Оптимальний детектор мінімізує вплив шуму за критерієм максимальної правдоподібності.

Вплив фазового зсуву θ виникає через неузгодженість локальних осциляторів передавача та приймача, фазові шумові процеси в каналі або багатопроменеве поширення (fading).

1. Формування сигналу це коли фазовий зсув обертає весь сигнал на кут θ у комплексній площині: $r(t)=s(t)\cdot e^{j\theta}+n(t)$. Це еквівалентно повороту констеляції символів наприклад у QPSK точки з 0°, 90°, 180°, 270° зсуваються на θ.

2. Наслідки для прийомувідбуваються коли у когерентному прийомі фаза повинна бути відома або оцінена: наприклад за допомогою пілот-сигналів або алгоритмів оцінювання фази, як PLL — phase-locked loop. Без компенсації зсув призводить до помилок детектування, оскільки рішення базується на проекціях на еталонні осі.

3. Математичний аспект полягає в тому, що коли у детекторі кореляція стає $\int r(t)s^*(t)dt=|s|^2e^{j\theta}+\int n(t)s^*(t)dt$, де зсув θ спотворює амплітуду та фазу. Для компенсації використовують алгоритми, як Costas loop.

Вплив доплерівського відхилення (зміщення частоти f_d) виникає через відносний рух між передавачем і приймачем: наприклад у мобільному зв'язку, супутникових системах, що змінює несучу частоту на величину $f_d = vf_c/c^*\cos\alpha$, де v — швидкість, c — швидкість світла, α — кут.

1. Формування сигналу - відхилення додає лінійно зростаючий фазовий зсув: $r(t)=s(t)\cdot e^{j2\pi fdt}+n(t)$. Це еквівалентно частотному зсуву всього спектру сигналу, що може призводити до міжсимвольної інтерференції (ISI) або спотворення формуючого імпульсу.

2. Наслідки для прийому – це коли у когерентному прийомі доплерівське зміщення порушує синхронізацію фази та частоти, роблячи еталонний сигнал неузгодженим. Без компенсації: наприклад за допомогою AFC — automatic frequency control зростає BER, особливо в швидкісних системах. У багатопозиційних сигналах з високим M (наприклад, 16-QAM) чутливість до f_d вища через щільну констеляцію.

3. Математичний аспект - частотній області спектр сигналу зсувається на f_d, а в часовій — фаза накопичується як $\phi(t)=2\pi f_d t$. Оптимальний приймач оцінює f_d за допомогою кореляції з гіпотетичними зсувами або FFT-аналізу.

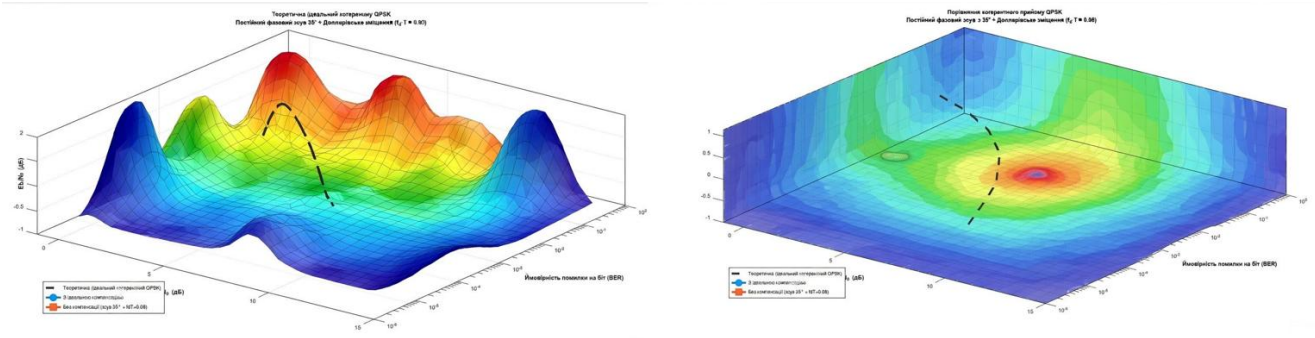


Рис. 2.1 Трьовимірна візуалізація ймовірності помилки на біт (BER) для когерентного прийому QPSK у присутності постійного фазового зсуву 35° та доплерівського зміщення (f_d·T = 0.08)
(зліва — поверхнева форма, справа — проекція contour)

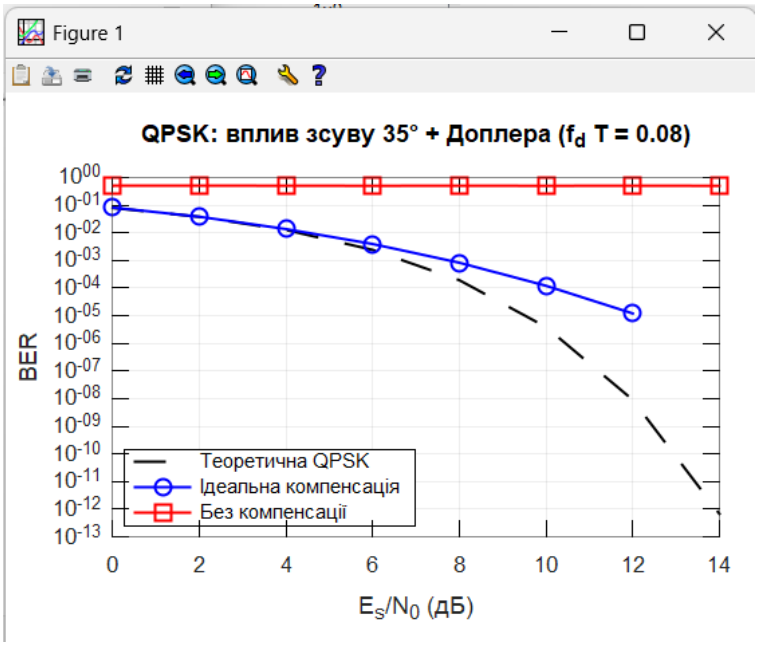


Рис. 2.2 Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал/шум (E_s/N_0) у когерентному прийомі сигналів QPSK при наявності постійного фазового зсуву 35° та доплерівського зміщення частоти (f_d·T = 0.08)

У реальних системах зв'язку формування прийнятого сигналу відбувається під впливом сукупності факторів, зумовлених властивостями каналу поширення та нестабільністю елементів радіотракту. Основними джерелами спотворень є адитивні шуми, фазові зсуви та можливі частотні відхилення, які безпосередньо впливають на точність відновлення багатопозиційних сигналів і ефективність когерентного прийому.

Адитивний білий гаусовий шум викликає випадкові амплітудні та фазові флуктуації прийнятого сигналу, що ускладнює процес розпізнавання символів, особливо для модуляцій з великою кількістю позицій. Додатково фазові зсуви, спричинені нестабільністю генераторів та фазовими флуктуаціями каналу, призводять до порушення когерентності прийому та зменшення кореляційного виграшу, що підвищує ймовірність помилки.

Умови руху передавача або приймача та багатопроменеве поширення сигналів зумовлюють появу доплерівського відхилення частоти, яке викликає обертання фазового вектора в сигнальному просторі та додатково погіршує результати когерентного накопичення. З урахуванням зазначених факторів прийнятий сигнал доцільно розглядати як суму корисної складової, спотвореної

фазово-частотними відхиленнями, та адитивного шуму, що є базою для подальшого синтезу й аналізу оптимального когерентного приймача.

Для аналізу методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів доцільно використовувати узагальнену модель каналу зв’язку у вигляді лінійної системи зі змінними в часі параметрами. Така модель адекватно відображає реальні умови передавання сигналів, у яких характеристики каналу можуть змінюватися під впливом середовища поширення, руху об’єктів, багатопроменевості та нестабільності апаратних засобів.

У контексті дослідження методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів (M-арні PSK, QAM, APSK тощо) канал передачі зазвичай описується як лінійна динамічна система зі змінними в часі параметрами**.**

Така модель є найбільш загальною та реалістичною для багатьох практичних сценаріїв: мобільний зв'язок, супутниковий зв'язок, радіорелейні лінії з багатопроменевим поширенням тощо.

Основна математична форма узагальненої моделі каналу прийнятного сигнале у загальному випадку записується так:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t,\tau)\, s(t-\tau)\, d\tau + n(t)$$

де:

s(t) — переданий сигнал (комплексний, з урахуванням несучої)

h(t,τ) **—** імпульсна характеристика каналу, яка залежить від двох змінних:

t — абсолютний час спостереження

τ — затримка (час поширення)

n(t) — адитивний шум (найчастіше вважається комплексним білим гауссовим шумом — AWGN)

У межах узагальненої моделі канал описується імпульсною характеристикою, що залежить від часу, або еквівалентною передавальною функцією зі змінними коефіцієнтами підсилення, затримки та фазового зсуву. За таких умов прийнятий сигнал формується як результат лінійної згортки переданого сигналу з імпульсною характеристикою каналу та додаванням шумової складової.

Це дозволяє врахувати як амплітудні, так і фазові спотворення, що мають суттєвий вплив на когерентний прийом.

Для формалізації впливу зазначених параметрів каналу на процес когерентного прийому доцільно виділити основні характеристики узагальненої моделі, які визначають умови формування прийнятого сигналу та наведені у таблиці 2.1

Таблиця 2.1

Ключові характеристики математичної моделі каналу

ХАРАКТЕРИСТИКА	ОПИС	ТИПОВИЙ ПРИКЛАД СЦЕНАРІЮ
Лінійність	Канал задовольняє принцип суперпозиції	Всі класичні моделі: Rayleigh, Rician, Ricean тощо
Часова змінність	$h(t,\tau)$ залежить від t — параметри каналу змінюються з часом	Рух приймача/передавача, рух відбивачів
Частотна селективність	Залежність від τ — різні частотні компоненти сигналу зазнають різного послаблення	Багатопроменеве поширення (multipath)
Дисперсія в часі	Ширина профілю затримок τ — час розсіювання каналу (delay spread)	Міське середовище, гори, приміщення
Доплерівське розширення спектру	Швидкість зміни $h(t,\cdot)$ по t — доплерівське розширення (Doppler spread)	Швидкий рух (автомобіль, поїзд, літак)
Кореляція в часі	Час кореляції каналу $T_c \approx 1/B_d$ (B_d — доплерівська ширина смуги)	Визначає швидкість зміни стану каналу

Використання лінійної моделі зі змінними параметрами створює теоретичну основу для дослідження завадостійкості когерентного оптимального прийому в

умовах нестаціонарних каналів. Такий підхід дозволяє оцінити вплив змін параметрів каналу на кореляційні властивості прийнятого сигналу, ефективність накопичення та ймовірність помилки, а також обґрунтувати вимоги до систем синхронізації та компенсації спотворень у практичних телекомунікаційних системах.

Для спрощення подальшого аналізу та практичного застосування отриманих результатів доцільно розглянути основні класи спрощених моделей каналу, що випливають з узагальненої моделі та наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2

Основні класи спрощених моделей, які випливають з узагальненої моделі каналу зв’язку

Модель каналу	Залежність h(t,τ) від t	Залежність від τ	Характерний сценарій	Використовується в
AWGN	відсутня	δ(τ)	Пряма видимість, без відбиттів	Теоретичний базис
Плоский Rayleigh fading	так, швидка	δ(τ)	Місто без прямої видимості, швидкий рух	Мобільний зв'язок
Плоский Rician fading	так, швидка	δ(τ)	Є потужний прямий промінь	Супутниковий зв'язок
Частотно-селективний Rayleigh	так, швидка	розподілена τ	Міське середовище, широкосмуговий сигнал	LTE, 5G
Блоковий fading	повільна зміна за блок	δ(τ)	Повільний рух, OFDM-пакети	OFDM системи
WSSUS (wide-sense stationary uncorrelated scattering)	так, стаціонарна в середньому	розподілена τ	Найбільш загальна реалістична модель	Теоретичні дослідження

WSSUS-модель — найчастіше використовувана узагальнена форма. У більшості сучасних досліджень когерентного прийому багатопозиційних сигналів використовують саме WSSUS-модель (wide-sense stationary uncorrelated scattering), яка є частковим випадком узагальненої лінійної системи зі змінними параметрами.

Основні властивості WSSUS:

- Статистично стаціонарний у широкому сенсі по часу
- Розсіювальні компоненти з різними затримками τ\tauτ некорельовані
- Функція кореляції каналу:

$$R_h(t_1,t_2;\tau_1,\tau_2) = \delta(\tau_1-\tau_2)\cdot P^h(\tau^1)\cdot J^0(2\pi f^d(t^1-t^2))$$

де $P_h(\tau)$ — профіль потужності затримок (power delay profile), J_0 — функція Бесселя першого роду нульового порядку (для класичної доплерівської форми).

Узагальнена модель каналу як лінійної системи зі змінними параметрами дозволяє враховувати:

- амплітудне загасання,
- фазові спотворення,
- частотно-селективність,
- часові зміни каналу (доплерівське розширення),
- реальні умови поширення радіохвиль.

Саме в рамках такої моделі оцінюється ефективність когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів, розробляються алгоритми оцінювання каналу, компенсації фази/частоти та еквалізації. Для практичних розрахунків найчастіше переходять до спрощених моделей таких як: WSSUS, Rayleigh/Rician, COST 207, ITU-R тощо, але теоретичний фундамент завжди — саме узагальнена лінійна система зі змінними параметрами.

Як початкову та еталонну модель для подальшого аналізу завадостійкості когерентного прийому доцільно розглянути канал з адитивним білим гаусовим шумом.

Канал з адитивним білим гаусовим шумом є базовою та найбільш поширеною моделлю, що використовується для теоретичного аналізу систем цифрового зв’язку та синтезу оптимальних методів прийому. У цій моделі всі спотворення, окрім

шуму, вважаються відсутніми або компенсованими, а вплив каналу зводиться до додавання до корисного сигналу випадкової шумової складової. Такий підхід дозволяє отримати аналітично точні результати та визначити граничні характеристики завадостійкості когерентного прийому.

Канал з адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ / AWGN) — це найпростіша та найчастіше використовувана модель каналу в теорії цифрового зв'язку, зокрема при дослідженні когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів.

Прийнятий сигнал записується у вигляді:

$$r(t)=s(t)+n(t)$$

або в дискретній формі (після узгодженої фільтрації та дискретизації):

$$r_k=s_k+n_k,\ \ k=0,1,\ldots,N-1$$

де:

$s(t)$ або s_k — корисний переданий сигнал (вектор або символ з констеляції)

$n(t)$ або nk — адитивний білий гаусів шум.

Основні математичні властивості шуму $n(t)$ в каналі AWGN наведені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3

Основні математичні властивості шуму $n(t)$ в каналі AWGN

ВЛАСТИВІСТЬ	ОПИС	МАТЕМАТИЧНЕ ФОРМУЛЮВАННЯ
Адитивність	Шум додається до сигналу, не множить і не модулює його	$r(t) = s(t) + n(t)$
Гаусівський	Миттєві значення шуму мають нормальний (гаусівський) розподіл	$n(t) \sim N(0,\sigma^2)$
Нульове математичне сподівання	Середнє значення шуму дорівнює нулю	$E[n(t)] = 0$
Білий	Автокореляційна функція — дельта-функція (миттєво корельований)	$R_n(\tau)=\frac{N_0}{2}\delta(\tau)$

Спектральна щільність потужності	Постійна на всіх частотах (плоский спектр)	$S_n(f) = N_0/2$ (двосторонній спектр)
Незалежність від сигналу	Шум не залежить від передаваного сигналу s(t)s(t)s(t)	E[n*(t)s(t)*] = 0
Комплексний випадок	У системах з квадратурною модуляцією шум комплексний гаусівський	$n(t)=nI(t)+jn_Q(t)$, n_I, $n_Q \sim N(0,N0/2)$

Адитивний білий гаусовий шум описується випадковим процесом з нульовим математичним сподіванням та нормальним законом розподілу миттєвих значень. Його ключовою властивістю є статистична незалежність значень у різні моменти часу, що математично виражається дельта-корельованою автокореляційною функцією. Завдяки цьому шум не має пам’яті, а його вплив на прийнятий сигнал є рівномірним протягом усього інтервалу спостереження.

Чому модель AWGN є базовою для аналізу когерентного оптимального прийому?

По - перше, дозволяє отримати аналітичні вирази для ймовірності помилки (BER/SER) для всіх основних видів багатопозиційних сигналів (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM тощо).

По - друге, є оптимальним у сенсі максимальної правдоподібності — когерентний приймач (корелятор / узгоджений фільтр) є оптимальним для AWGN.

По – третє, більшість реальних каналів у першому наближенні зводяться до AWGN після:

- компенсації фази та частоти
- еквалізації
- використання OFDM (яке перетворює частотно-селективний канал на паралельні плоскі AWGN-канали)

У темі диплому модель AWGN слугує еталонною (reference) моделлю, з якою порівнюють результати роботи алгоритмів у більш складних каналах (Rayleigh, Rician, WSSUS тощо).

Якщо коротко**:** AWGN — це ідеалізований канал, в якому весь негативний вплив зводиться до адитивного комплексного гаусівського шуму з рівномірним спектром і нульовим середнім**.** Саме в такій моделі досягається мінімально можлива ймовірність помилки для заданої енергії сигналу.

Спектральна характеристика АБГШ визначається рівномірною спектральною щільністю потужності в усій смузі частот, що обумовлює термін «білий». Така властивість означає, що шум вносить однаковий внесок у всі частотні складові сигналу. Саме за наявності АБГШ оптимальний приймач у сенсі мінімізації ймовірності помилки реалізується у вигляді кореляційного або фільтра максимальної правдоподібності, що є теоретичною основою когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів.

У межах цієї моделі аналітично виводяться залежності ймовірності помилки символу та біта від відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму. Отримані результати слугують еталонними та використовуються для порівняльної оцінки ефективності когерентного прийому в більш складних і реалістичних моделях каналів зв’язку.

Водночас невідповідність реальних умов поширення радіохвиль у спрощеній моделі АБГШ вимагає застосування складніших математичних моделей. Останні мають враховувати випадкові флуктуації амплітуди й фази, що описуються розподілами Релея та Райса

Для об’єктивного аналізу завадостійкості когерентного прийому в реальних умовах поширення радіохвиль критично важливим є врахування статистичних моделей завмирань (fading). На відміну від статичних каналів, моделі Релея та Райса дозволяють описати випадкові флуктуації амплітуди, що виникають внаслідок багатопроменевого поширення (multipath propagation) та відносного руху об'єктів.

Розподіл Релея застосовується для опису умов, де пряма видимість між антенами відсутня (NLOS — Non-Line-of-Sight), а сигнал формується як суперпозиція великої кількості перевідбитих хвиль. Це призводить до глибоких

провалів рівня сигналу, що критично впливає на щільність сузір'їв QAM та точність розрізнення фазових станів у PSK.

Розподіл Райса моделює канал, у якому, окрім розсіяних компонентів, присутній домінуючий прямий промінь (LOS — Line-of-Sight). Наявність стабільної складової зменшує амплітудну невизначеність, що позитивно позначається на стабільності роботи когерентного детектора.

Вплив цих розподілів на *М-арні* сигнали виявляється у деформації сигнального простору:

1. У системах QAM випадкові зміни амплітуди призводять до злиття рівнів, що робить цей вид модуляції найбільш вразливим до завмирань.
2. Для PSK основною проблемою стає нестабільність фази, що супроводжує амплітудні флуктуації.
3. У системах FSK вплив завмирань проявляється через розмиття спектральних ліній, що потребує ширшого частотного рознесення для збереження ортогональності сигналів.

У реальних безпроводових каналах зв'язку поширення сигналу відбувається в умовах багатопроменевого розсіювання, що призводить до випадкових флуктуацій амплітуди та фази прийнятого сигналу. Такі явища описуються моделями каналів із завмираннями, серед яких найбільш поширеними є канали типу Релея та Райса. У межах когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів статистичні властивості завмирань мають визначальний вплив на кореляційні характеристики сигналу та ймовірність помилки прийому.

Загальна модель каналу з завмиранням прийнятий сигнал має вигляд:

$$r(t) = h(t) \cdot s(t) + n(t),$$

де:

$s(t)$ — переданий сигнал (наприклад, M-QAM, M-PSK або M-FSK символ);

$h(t)$ — комплексний коефіцієнт завмирання каналу (випадкова величина, яка змінює амплітуду та фазу);

$n(t)$ — адитивний шум (зазвичай AWGN — адитивний білий гауссів шум).

Коефіцієнт $h(t) = A(t)e^{j\phi(t)}$, де $A(t)=|h(t)|$ — амплітуда завмирання, $\phi(t)$ — фаза. У когерентному оптимальному прийомі фаза $\phi(t)$ повинна бути відома або оцінена для коректного детектування.

Завмирання класифікується як:

- Плоске (flat fading): впливає однаково на весь спектр сигналу (зазвичай для вузькосмугових систем).
- Частотно-селективне (frequency-selective fading): різні частоти сигналу завмирають по-різному (для широкосмугових систем, наприклад, з OFDM).

У каналі з релеївськими завмираннями відсутня домінуюча пряма складова сигналу, а прийнятий сигнал формується як сума великої кількості відбитих компонентів зі випадковими фазами. Амплітуда сигналу в цьому випадку підпорядковується розподілу Релея, що характеризується значною ймовірністю глибоких завмирань. Для М-позиційних сигналів це призводить до істотного зниження ефективного відношення сигнал/шум, що безпосередньо впливає на зростання ймовірності символьної та бітової помилки, особливо для схем з високою щільністю сигнального сузір'я, таких як QAM.

Модель Релея застосовується, коли немає домінуючого прямого променя (line-of-sight, LOS), а сигнал складається з багатьох розсіяних променів (наприклад, у міському середовищі без прямої видимості).

Розподіл амплітуди A=|h|: амплітуда A підкоряється розподілу Релея:

$$p_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), \quad a \geq 0,$$

де σ^2 — середня потужність розсіяних компонент (зазвичай нормалізовано так, що $E[A^2] = 2\sigma^2 = 1$).

Розподіл потужності $P = A^2$: підкоряється експоненційному розподілу:

$$p_P(p) = \frac{1}{\Omega} \exp\left(-\frac{p}{\Omega}\right), \quad p \geq 0,$$

де $\Omega = E[P] = 1$ - нормалізована.

Статистика комплексу h: комплексний гауссів процес з нульовим середнім: $h \sim CN(0,1)$.

На рисунку 2.3 схематично показано явище релеївських завмирань у каналі без домінуючої прямої складової сигналу. Сигнал доходить до приймача через множинні відбиття від міських будівель та інших об’єктів, що призводить до інтерференції компонент зі випадковими фазами.

У верхній частині — часова залежність амплітуди сигналу, яка демонструє характерні глибокі провали (deep fades), типові для розподілу Релея.

У нижній частині — спотворена констеляція 16-QAM у сигнальному просторі (реальна та уявна осі) за умов низького ефективного відношення сигнал/шум через глибокі завмирання та адитивний шум.

Точки констеляції сильно розмиті, багато символів виходять за межі своїх рішальних областей, що призводить до високої ймовірності символьних та бітових помилок.

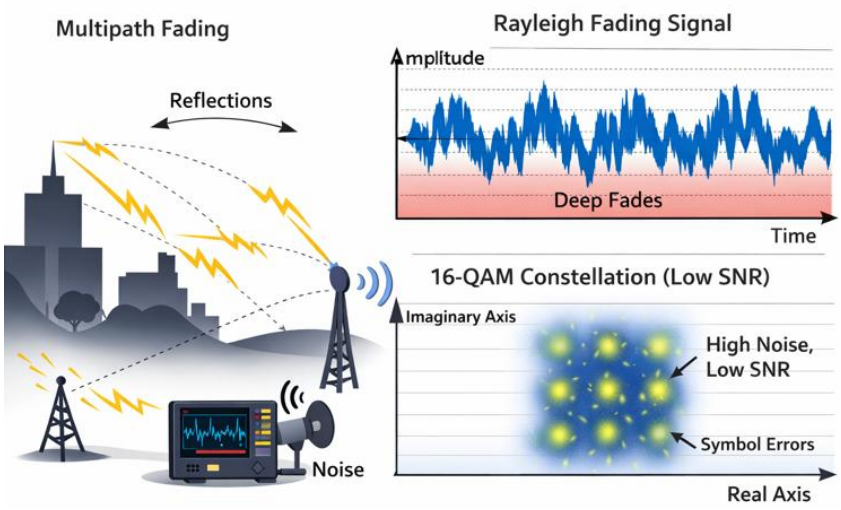


Рис. 2.3 Релеївські завмирання - Rayleigh fading та їх впливу на прийом сигналів 16-QAM у каналі з багатопроменевим поширенням

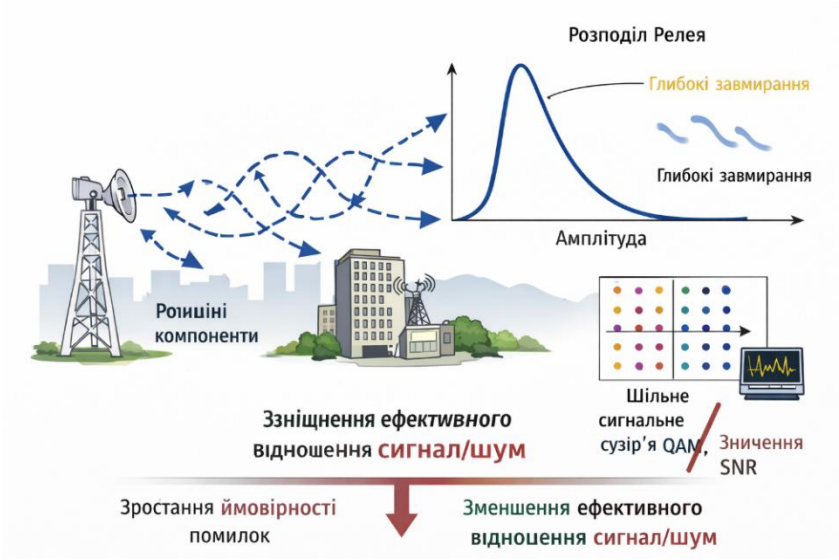


Рис. 2.4 Релеївський канал завмирання: формування сигналу, розподіл амплітуди та вплив на багатопозиційні модуляції

У каналі з райсівськими завмираннями наявна домінуюча пряма (лінія видимості) складова сигналу, яка доповнюється розсіяними багатопроменевими компонентами. Амплітуда прийнятого сигналу описується розподілом Райса, параметром якого є *K-фактор*, що визначає відношення потужності прямої складової до потужності розсіяних компонентів. Зі збільшенням значення *K* ймовірність глибоких завмирань зменшується, що забезпечує вищу завадостійкість когерентного прийому порівняно з релеївським каналом.

Модель Райса застосовується, коли є домінуючий прямий промінь (LOS) плюс розсіяні компоненти (наприклад, у заміських районах або супутниковому зв'язку).

Розподіл амплітуди A=|h|: амплітуда *A* підкоряється розподілу Райса:

$$p_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + K_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{aK_d}{\sigma}\right), \quad a \geq 0,$$

де:

$I_0(\cdot)$ — модифікована функція Бесселя першого роду нульового порядку;

K_d — амплітуда домінуючого променя;

$K=K_d^2/(2\sigma^2)$ — фактор Райса (співвідношення потужності LOS до розсіяної, типово 0 – 20 дБ).

Розподіл потужності $P = A^2$: підкоряється нецентральному хі-квадрат розподілу з 2 ступенями свободи.

Статистика комплексу h: $h \sim CN(\mu, 2\sigma^2)$, де $\mu = K_d^{ej\theta}$ — середнє (LOS-компонента).

Коли K→0, модель Райса переходить у Релея; коли K→∞ — у детермінований канал (без завмирання).

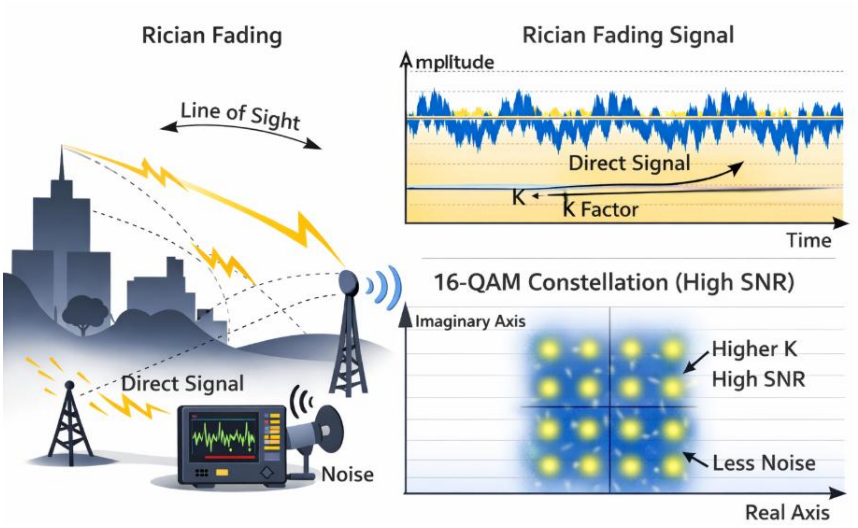


Рис. 2.5 Райсівський канал завмирання: вплив прямої складової сигналу, K-фактора та стабільності сузір'я 16-QAM

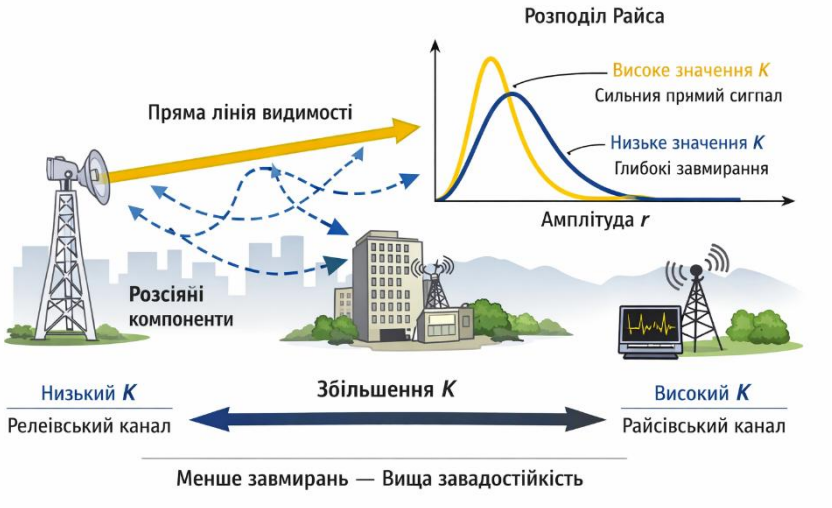


Рис. 2.6 Порівняння релеївського та райсівського каналів завмирання: вплив прямої складової сигналу на розподіл амплітуди та стійкість до завмирань

На рисунку 2.6 схематично зображено принцип формування сигналу в каналах з релеївськими та райсівськими завмираннями, а також відповідні розподіли амплітуди.

Ліворуч показано релеївський канал (низьке значення K ≈ 0), де відсутня домінуюча пряма складова сигналу, а прийнятий сигнал формується як сума великої кількості розсіяних (відбитих) компонентів зі випадковими фазами. Це відповідає розподілу Релея (широкий, з високою ймовірністю глибоких завмирань).

Праворуч – райсівський канал (високе значення K), де присутня потужна пряма лінія видимості (LOS), що значно звужує розподіл амплітуди та зменшує ймовірність глибоких провалів сигналу.

Внизу розміщено шкалу переходу: від релеївського каналу (сильні завмирання, низька завадостійкість) до райсівського (слабкі завмирання, висока завадостійкість) зі збільшенням фактора Райса K.

Таким чином, рисунок ілюструє, чому в релеївському каналі для багатопозиційних сигналів (особливо високощільних схем модуляції типу QAM) спостерігається суттєве погіршення ймовірності помилки через часті та глибокі провали амплітуди сигналу.

Вплив розподілу амплітуди на прийом M-позиційних сигналів

Розподіл амплітуди *A* безпосередньо впливає на ефективність когерентного оптимального прийому, оскільки завмирання "розмиває" констеляцію символів у сигнальному просторі, збільшуючи ймовірність помилок (BER/SER). У когерентному прийомі приймач оцінює *h* (наприклад, за пілот-символами) і компенсує завмирання, але в Rayleigh/Rician каналах це ускладнюється випадковою природою *A*.

1. Вплив на QAM (M-QAM, наприклад, 16-QAM, 64-QAM)**:**

QAM чутлива до амплітудних спотворень, бо інформація кодується як в амплітуді, так і в фазі.

- У Rayleigh: сильне завмирання (глибокі "провали" амплітуди) призводить до високого BER через "стиснення" констеляції. Середній BER вищий, ніж у AWGN, на 20–30 дБ (для повільного завмирання).

- У Rician: при високому K (сильний LOS) BER ближче до AWGN; при низькому K — подібно до Rayleigh.

Як наслідок, потрібна адаптивна модуляція (зниження M при глибокому завмиранні) або MIMO для диверсифікації.

2. Вплив на PSK (M-PSK, наприклад, QPSK, 8-PSK)**:**

PSK менш чутлива до амплітуди (інформація тільки в фазі), але завмирання все одно впливає через множення на *A*.

- У Rayleigh: амплітуда *A* має релейний розподіл, що викликає випадкові фази та амплітуди, збільшуючи помилки. Для когерентного прийому потрібна точна оцінка *h*; без неї BER → 0.5.

- У Rician: краща продуктивність за рахунок стабільного LOS; BER знижується з ростом K.

Як наслідок, PSK стійкіша, ніж QAM, але в швидкому завмиранні потрібні інтерлівінг та кодування.

3. Вплив на FSK (M-FSK, наприклад, 2-FSK, 4-FSK)**:**

FSK кодує інформацію в частоті, тому амплітуда впливає менш критично (особливо в некоферентному прийомі).

- У Rayleigh: завмирання впливає на кожну частотну компоненту окремо; для ортогональних FSK BER вищий через випадкові амплітуди.

- У Rician: подібно до PSK, але FSK менш чутлива до фази, тому краща в каналах з сильним LOS.

Як наслідок, FSK використовується в системах з некоферентним прийомом, де оцінка *h* не потрібна, але в когерентному прийомі ефективність вища.

Щоб узагальнити та порівняти описані ефекти, наведемо порівняльну таблицю 2.4 впливу релеївських та райсівських завмирань на ймовірність помилки на біт (BER) у когерентному.

Таблиця 2.4

Порівняльна таблиця впливу на BER (для когерентного прийому)

Модуляція / Канал	Rayleigh (K=0)	Rician (K=10 дБ)	Вплив амплітуди на когерентний прийом

M-QAM	Високий BER через амплітудні спотворення; потребує потужної компенсації	Кращий, ніж Rayleigh, але все одно деградація	Розмиває констеляцію; потрібна оцінка A для нормалізації
M-PSK	Помірний BER; фокус на фазовій компенсації	Близько до AWGN	Змінює енергію символів; впливає на SNR
M-FSK	Низький BER у некоферентному, але в когерентному — подібно PSK	Найкращий серед трьох	Менш критичний; частотна селективність важливіша

2.2 Алгоритм когерентного накопичення багатопозиційних сигналів

Когерентне накопичення є ключовим етапом реалізації оптимального прийому багатопозиційних сигналів і ґрунтується на використанні відомої фазово-частотної структури прийнятого сигналу. Метою когерентного накопичення є максимізація відношення сигнал/шум шляхом узгодженого сумування енергії сигналу протягом інтервалу спостереження за умови збереження фазової узгодженості між прийнятим та опорним сигналами.

Алгоритм когерентного накопичення передбачає наявність синхронізації за несучою частотою та фазою, що дозволяє привести прийнятий сигнал до базової смуги та виконати його кореляційну обробку з набором опорних сигналів, які відповідають можливим M символам багатопозиційної модуляції. Кожен опорний сигнал формується відповідно до відомої сигнальної форми та параметрів модуляції (PSK, QAM, FSK) і використовується для обчислення статистики прийняття рішення.

Основна ідея алгоритму когерентного накопичення полягає в тому, щоб:

- синхронізувати приймач з фазою та частотою несучої сигналу (когерентність),
- використовувати узгоджений фільтр (matched filter) для кожного символу,
- накопичувати енергію символів з урахуванням відомої (або оціненої) фази**,**
- приймати рішення про переданий символ за правилом максимальної правдоподібності (maximum likelihood) у сигнальному просторі.

У загальному випадку алгоритм когерентного накопичення реалізується шляхом пропускання прийнятого сигналу через банк узгоджених фільтрів або кореляторів, кількість яких дорівнює числу можливих сигнальних станів M. На виході кожного каналу формується комплексна кореляційна статистика, значення якої пропорційне ступеню подібності прийнятого сигналу до відповідного опорного сигналу. За рахунок когерентного сумування корисна складова сигналу накопичується лінійно, тоді як шумова складова зростає повільніше, що забезпечує виграш у завадостійкості.

Когерентне накопичення (coherent integration) є методом обробки сигналів, що передбачає узгоджене сумування прийнятих реалізацій сигналу з урахуванням їх фазової структури. Основною умовою застосування когерентного накопичення є наявність точної інформації про фазу та частоту прийнятого сигналу або можливість їх оцінювання з достатньою точністю. За цих умов сумування корисної складової сигналу відбувається лінійно, що забезпечує істотний виграш у відношенні сигнал/шум та підвищує завадостійкість когерентного прийому.

На відміну від когерентного, некогерентне накопичення не потребує знання або відновлення фазових співвідношень між реалізаціями сигналу. У цьому випадку накопичується енергія або квадрат амплітуди сигналу, а фазова інформація ігнорується. Некогерентні методи є більш стійкими до фазових нестабільностей і спрощують реалізацію приймача, однак вони не забезпечують максимального кореляційного виграшу та характеризуються гіршими енергетичними показниками порівняно з когерентними алгоритмами.

Ключова відмінність між когерентним і некогерентним накопиченням полягає у характері сумування сигналу та шуму. При когерентному накопиченні корисний сигнал накопичується пропорційно кількості спостережень, тоді як шум зростає повільніше, що приводить до оптимального покращення завадостійкості. У некогерентному випадку виграш є обмеженим, оскільки накопичується лише енергія сигналу, а шумова складова накопичується з тією ж швидкістю.

Таким чином, когерентне накопичення є теоретично оптимальним методом обробки багатопозиційних сигналів у сенсі мінімізації ймовірності помилки за

умови точної синхронізації, тоді як некогерентні методи застосовуються переважно у випадках, коли відновлення фази є складним або неможливим. Саме тому в сучасних цифрових системах зв'язку з високими вимогами до спектральної та енергетичної ефективності перевага надається когерентному оптимальному прийому.

Основна ідея: сигнали додаються з урахуванням їхньої абсолютної фази, тому амплітуди додаються векторно (як комплексні числа), а не за модулем.

Математично для N послідовних символів:

$$z = \sum_{k=1}^{N} r_k \cdot e^{-j\hat{\varphi}_k} \quad \Rightarrow \quad |z| \approx N \cdot A$$

При ідеальній компенсації фази, де r_k — прийнятий комплексний символ на k-му такті, φ_k — оцінена фаза.

Ключові характеристики когерентного накопичення:

- Виграш по відношенню сигнал/шум пропорційний **N** (лінійний ріст амплітуди, квадратичний ріст потужності)
- Теоретичний виграш у дБ: $\approx 10 \cdot \log_{10}(N)$
- Оптимальне в каналі AWGN та при повільному завмиранні (коли фаза стабільна протягом блоку накопичення)
- Потребує точної оцінки фази та амплітуди каналу (когерентність)

Некогерентне накопичення (Non-coherent Integration)

Некогерентне накопичення застосовується, коли фаза сигналу невідома або швидко змінюється**,** і приймач не може (або не хоче) її відстежувати.

У цьому випадку накопичується енергія (квадрат модуля), а не сам комплексний сигнал:

$$z = \sum_{k=1}^{N} |r_k|^2$$

або для детектування присутності сигналу:

$$z = \sum_{k=1}^{N} |r_k \cdot s_k^*|^2$$

Ключові характеристики некогерентного накопичення:

- Виграш по відношенню сигнал/шум менший, ніж при когерентному
- Теоретичний виграш ≈ $5 \cdot \log_{10}(N)$ дБ (приблизно половина від когерентного)
- Стійке до помилок фази та швидких завмирань
- Не потребує оцінки фази (використовується в диференціальних методах, некоферентному FSK, частотному детектуванню тощо)
- Погіршення ефективності через втрату фазової інформації

Когерентне накопичення є основою когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів і забезпечує найкращу можливу продуктивність за умови якісної оцінки параметрів каналу. Саме порівняння когерентного та некогерентного накопичення, аналіз втрат при неідеальній оцінці фази, а також розробка методів переходу між ними в залежності від умов каналу (повільне/швидке завмирання, рівень SNR) є одним з ключових аспектів дослідження в рамках дипломної роботи.

Умови, за яких можливе накопичення сигналу при когерентному оптимальному прийомі це те що накопичення (когерентне інтегрування) сигналу є ключовим етапом когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів, оскільки воно забезпечує максимізацію відношення сигнал/шум і, відповідно, мінімізацію ймовірності помилки. Реалізація ефективного накопичення можлива лише за виконання певних умов, які визначають узгодженість фазових і часових параметрів прийнятого та опорного сигналів.

1. Когерентний прийом передбачає, що фаза несучої прийнятого сигналу є відомою або може бути точно оцінена в приймачі. За цієї умови опорні коливання у кореляційному детекторі або узгодженому фільтрі мають однакову фазу з корисним сигналом, що дозволяє виконувати додавання миттєвих значень сигналу з однаковими фазами. Якщо фазовий зсув невідомий або оцінений з великою

похибкою, відбувається часткове або повне взаємне компенсування корисних складових, і ефект накопичення різко зменшується.

2. Для ефективного накопичення необхідна висока стабільність частоти несучої як у передавачі, так і в приймачі. Навіть незначне частотне розузгодження або доплерівське відхилення призводить до лінійного зсуву фази в часі, внаслідок чого під час інтегрування корисні складові сигналу поступово втрачають фазову узгодженість. Це обмежує максимально можливу тривалість накопичення і знижує виграш за сигнал/шум.

3. Накопичення можливе лише за умови точної синхронізації приймача з переданим сигналом. Часова синхронізація забезпечує правильне виділення інтервалів символів і узгодження моментів інтегрування з їх межами, тоді як фазова синхронізація гарантує сталість відносної фази між сигналом та опорними коливаннями. Порушення синхронізації призводить до втрат енергії корисного сигналу та зростання міжсимвольних завад.

Таким чином, відомий фазовий зсув, стабільність несучої та надійна синхронізація є необхідними умовами для реалізації когерентного накопичення. Саме виконання цих вимог дозволяє повною мірою реалізувати потенціал когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів у сучасних системах цифрового зв’язку.

Когерентне накопичення є можливим і дає максимальний виграш лише за умови високої стабільності фази та точної синхронізації. Саме тому в реальних системах (LTE, 5G, Wi-Fi, супутниковий зв'язок) велика увага приділяється саме блокам синхронізації та оцінювання каналу. Порушення цих умов змушує переходити до некогерентних або диференціальних методів прийому, що є типовим компромісом між складністю реалізації та досягнутою якістю (BER).

Дослідження меж когерентності, чутливості до залишкової помилки фази, доплерівського зсуву та довжини блоку накопичення є одним з ключових напрямків аналізу в рамках теми дипломної роботи.

У когерентному оптимальному прийомі багатопозиційних сигналів точне відновлення фази несучої є однією з визначальних умов досягнення мінімальної

ймовірності помилки. Фазові спотворення, зумовлені нестабільністю генераторів, шумами каналу та доплерівськими зсувами, призводять до втрати когерентності, тому в приймачі застосовуються спеціальні алгоритми оцінки та відстеження фази. Найпоширенішими з них є слідкуючі системи фазового автопідстроювання частоти та петля Костаса.

1. Фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ). ФАПЧ є класичною слідкуючою системою, призначеною для синхронізації фази та частоти локального генератора з фазою прийнятого сигналу. Основними елементами ФАПЧ є фазовий детектор, петльовий фільтр і керований генератор. Фазовий детектор формує сигнал помилки, пропорційний різниці фаз між прийнятим сигналом і опорною несучою. Після фільтрації цей сигнал використовується для корекції частоти і фази локального генератора, що забезпечує його поступове «підтягування» до фази вхідного сигналу. У стаціонарному режимі ФАПЧ мінімізує фазову похибку, дозволяючи здійснювати когерентну демодуляцію. У системах з багатопозиційною модуляцією ФАПЧ часто застосовується після попереднього зниження частоти та виділення корисної складової сигналу.

2. Петля Костаса. Петля Костаса є спеціалізованим різновидом ФАПЧ, розробленим для когерентного прийому фазових та квадратурних видів модуляції, зокрема BPSK, QPSK та M-QAM. Її особливістю є використання двох взаємно ортогональних каналів, синфазного (I) та квадратурного (Q), що формуються шляхом множення прийнятого сигналу на косинусну та синусну опорні коливання. На основі виходів цих каналів формується нелінійний сигнал помилки фази, який практично не залежить від переданих даних. Це дозволяє ефективно відновлювати фазу несучої без використання пілотних символів. Петля Костаса забезпечує високу завадостійкість і добре працює в умовах адитивного шуму, що робить її стандартним рішенням у цифрових системах зв’язку.

3. Відстеження фази в умовах багатопозиційної модуляції. Для сигналів з великою щільністю сузір’я, таких як M-QAM, фазові похибки особливо критичні, оскільки навіть невеликий зсув фази може призвести до помилки детектування символу. Тому на практиці ФАПЧ і петля Костаса часто доповнюються

алгоритмами прийняття рішень з зворотним зв’язком, де оцінка фази уточнюється на основі попередньо детектованих символів. Це підвищує точність відстеження фази та розширює діапазон робочих умов приймача.

Таким чином, системи фазового автопідстроювання частоти та петля Костаса є базовими алгоритмами відновлення фази несучої в когерентному оптимальному прийомі багатопозиційних сигналів. Їх застосування забезпечує збереження когерентності, можливість ефективного накопичення сигналу та досягнення теоретично мінімальної ймовірності помилки.

Структурна схема когерентного приймача яка показана на рисунк 2.7 реалізує повний цикл оптимального когерентного прийому багатопозиційних сигналів у складних канальних умовах. На першому етапі прийнятий сигнал розділяється за поляризаціями за допомогою поляризаційного дільника та демультиплексора, що дозволяє обробляти кожну ортогональну складову незалежно. Компенсатор поляризаційної модової дисперсії зменшує міжсимвольні спотворення, спричинені різними швидкостями поширення сигналу в каналі.

Подальша обробка відбувається у когерентному приймачі, де прийнятий сигнал змішується з опорним сигналом локального генератора. Це забезпечує перехід сигналу в базову смугу та збереження амплітудно-фазової інформації, що є критично важливим для прийому багатопозиційних модуляцій (QAM, PSK). Після фільтрації сигнал оцифровується АЦП та надходить до цифрового сигнального процесора.

У цифровій області реалізуються алгоритми фільтрації, еквалізації та компенсації хроматичної дисперсії. Блоки відновлення тактової частоти та оцінювання фази несучої забезпечують когерентність прийому, дозволяючи виконати когерентне накопичення енергії сигналу. На завершальному етапі пристрій прийняття рішень визначає передані символи, а модуль прямого виправлення помилок підвищує завадостійкість системи.

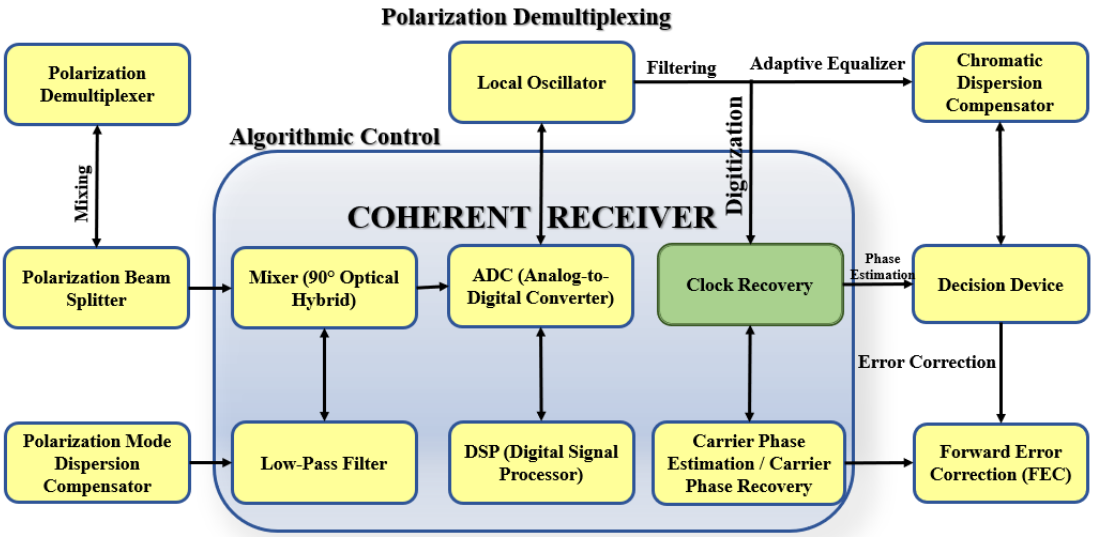


Рис. 2.7 Структурна схема сучасного когерентного оптичного приймача з цифровою обробкою сигналу (DSP-based coherent receiver)

Таким чином, структурна схема когерентного приймача забезпечує комплексну обробку сигналу на апаратному та алгоритмічному рівнях, дозволяючи ефективно протидіяти основним видам спотворень у високошвидкісних оптичних каналах. Детальний розгляд послідовності алгоритмічних операцій, які виконуються в цифровому сигнальному процесорі після оцифрування представлені нижче у таблиці 2.5, що узагальнює ключові етапи алгоритмічної обробки та їх основні характеристики для сучасних когерентних систем передачі даних зі швидкостями 100, 400 та 800 Гбіт/с.

Таблиця 2.5

Характеристика етапів алгоритмічної обробки в когерентних системах передачі даних 100/400/800 Гбіт/с

Назва	Переклад	Пояснення (коротко)
Polarization Beam Splitter	Роздільник поляризації (Пучковий розщеплювач)	Розділяє вхідний сигнал на дві ортогональні поляризації (X та Y)
Polarization Demultiplexer	Демультиплексор поляризації	Відновлює та розділяє поляризаційні канали після змішування з локальним осцилятором

Mixer (90° Optical Hybrid)	Змішувач (оптичний гібрид 90°)	Виконує когерентне змішування вхідного сигналу з локальним осцилятором, утворюючи I та Q компоненти для кожної поляризації
Low-Pass Filter	Фільтр низьких частот	Видаляє високочастотні компоненти після оптичного змішування, формує аналогові базові смуги
ADC (Analog-to-Digital Converter)	АЦП (Аналого-цифровий перетворювач)	Перетворює аналогові I/Q сигнали кожної поляризації в цифровий потік
Clock Recovery	Відновлення тактової частоти (символьна синхронізація)	Відновлює частоту та фазу символів для правильної дискретизації
Carrier Phase Estimation / Carrier Phase Recovery	Оцінювання / Відновлення фази несучої	Компенсує фазовий шум лазера та залишкову фазову нестабільність (Viterbi-Viterbi, EKF, MLSE тощо)
Chromatic Dispersion Compensator	Компенсатор хроматичної дисперсії	Цифрова компенсація накопиченої хроматичної дисперсії (зазвичай FIR-фільтр)
Equalizer (Adaptive Equalizer)	Еквалайзер (адаптивний)	Компенсує залишкову дисперсію, PMD (поляризаційно-модову дисперсію) та інші лінійні спотворення
Polarization Mode Dispersion Compensator	Компенсатор поляризаційно-модової дисперсії	Компенсує диференційну затримку між поляризаційними модами (часто поєднано з еквалайзером)
Decision Device	Пристрій прийняття рішення	Виконує жорстке або м’яке рішення (hard/soft decision) для кожного символу
Forward Error Correction (FEC)	Виправлення помилок за допомогою надлишковості (FEC)	Декодування кодів виправлення помилок (LDPC, Turbo-коди, Polar-коди тощо) для зниження BER
DSP (Digital Signal Processor)	Цифровий сигнальний процесор	Загальний блок, що об’єднує всі цифрові алгоритми: CD-comp, equalizer, carrier recovery, FEC тощо
Local Oscillator	Локальний осцилятор	Внутрішній лазер когерентного приймача, що генерує опорну несучу для змішування
Algorithmic Control	Алгоритмічне керування	Загальне керування параметрами всіх DSP-алгоритмів (адаптація, переключення режимів тощо)

Алгоритмічну блок-схему когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів зображено на рисунку 2.8.

Алгоритм когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів реалізується у вигляді послідовності функціональних етапів, кожен з яких спрямований на компенсацію спотворень каналу та забезпечення максимальної завадостійкості прийому. Узагальнена алгоритмічна блок-схема такого приймача відображає повний цикл обробки сигналу — від моменту його надходження з каналу зв’язку до прийняття рішення щодо переданих символів.

На першому етапі здійснюється прийом сигналу з каналу зв’язку, який у загальному випадку зазнає впливу адитивного шуму, фазових та частотних зсувів, а також завмирань. Далі виконується когерентне перетворення частоти (змішування), під час якого прийнятий сигнал множиться на опорне гармонічне коливання локального генератора. Метою цього етапу є перенесення сигналу в базову смугу частот із збереженням інформації про фазу, що є принципово важливим для когерентного прийому.

Після змішування сигнал піддається аналоговій фільтрації та обмеженню спектра з метою зменшення позасмугових шумів і завад. Наступним етапом є оцифрування сигналу за допомогою аналого-цифрового перетворювача, після чого вся подальша обробка здійснюється в цифровій формі. Цифрова фільтрація та еквалізація дозволяють компенсувати спотворення, спричинені частотною характеристикою каналу, а також зменшити міжсимвольні завади.

Важливим елементом алгоритму є відновлення тактової частоти, яке забезпечує правильне виділення моментів вибірки символів. Паралельно або на наступному етапі виконується оцінювання та компенсація фази несучої, що дозволяє усунути фазові похибки, зумовлені нестабільністю генераторів та доплерівськими зсувами. Коректна фазова синхронізація є необхідною умовою ефективного когерентного накопичення сигналу.

Когерентне накопичення (інтегрування) полягає у підсумовуванні сигналу протягом інтервалу символу з урахуванням оцінених фазових параметрів. Це забезпечує максимізацію відношення сигнал/шум та реалізує оптимальний прийом у сенсі критерію максимальної правдоподібності. На основі результатів

накопичення виконується кореляційна обробка та прийняття рішення щодо переданого М-позиційного символу.

Завершальним етапом алгоритму є декодування прийнятої послідовності та корекція помилок, що дозволяє підвищити достовірність переданої інформації. Таким чином, алгоритмічна блок-схема когерентного оптимального прийому відображає комплексний підхід до обробки багатопозиційних сигналів та є теоретичною основою для аналізу ефективності систем цифрового зв'язку в умовах шумів і завад.

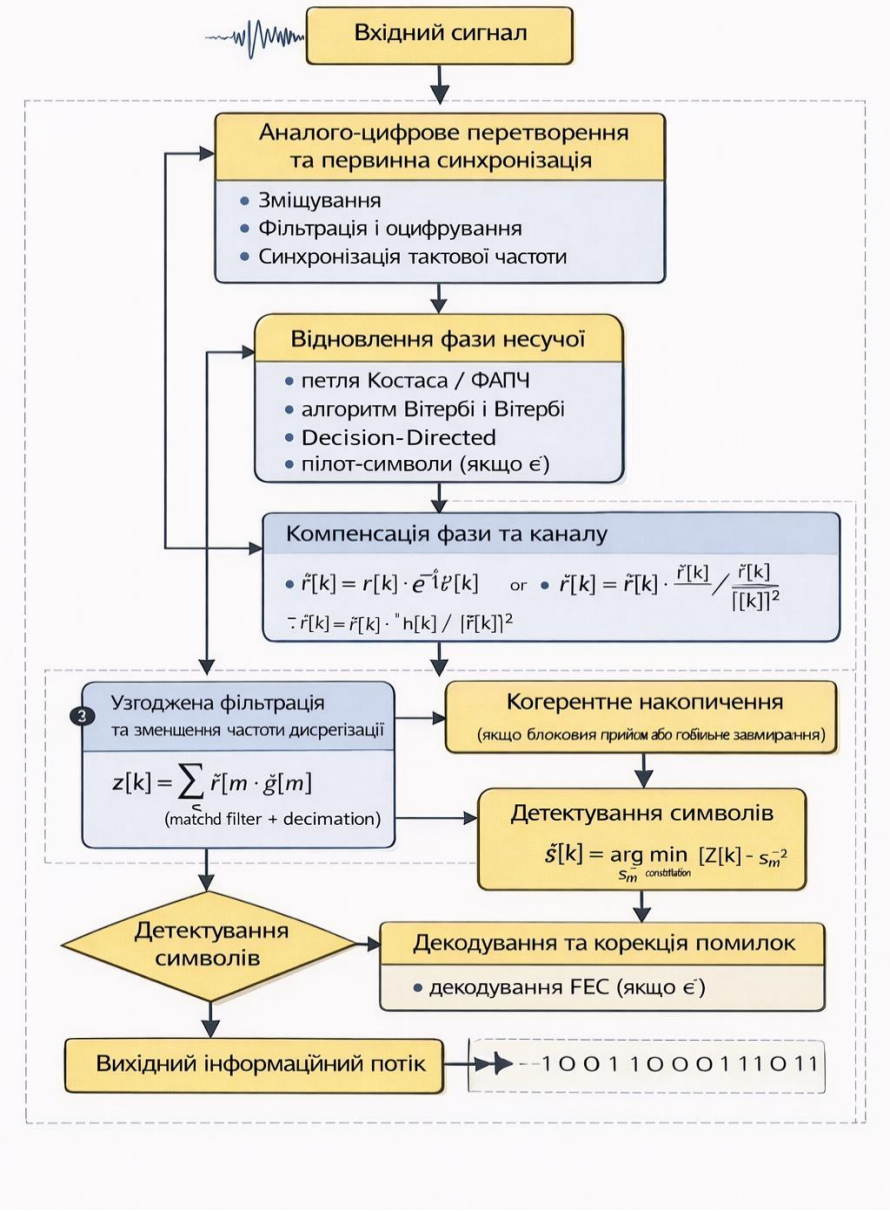


Рис. 2.8 Алгоритмічна блок-схема когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів

2.3 Оцінка ефективності методу в умовах шумів та перешкод

Ефективність методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів визначається його здатністю забезпечувати мінімальну ймовірність помилки прийому за заданих параметрів каналу зв’язку. Основним критерієм оцінювання в даному випадку є залежність ймовірності символьної та бітової помилки від відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму, а також стійкість алгоритму до різних типів завад і спотворень.

У каналі з адитивним білим гаусовим шумом когерентний оптимальний приймач реалізує максимум правдоподібності, що забезпечує гранично можливу завадостійкість. За наявності точної синхронізації за фазою та частотою відстані між сигнальними точками в просторі сигналів використовуються максимально ефективно, а когерентне накопичення дозволяє лінійно збільшувати відношення сигнал/шум пропорційно часу інтегрування. У таких умовах аналітично отримані вирази для ймовірності помилки слугують еталонними та застосовуються для порівняння з більш складними моделями каналу.

У реальних безпроводових системах ефективність когерентного прийому істотно знижується під впливом завмирань, фазових нестабільностей та доплерівських зсувів. У каналах із релеївськими та райсівськими завмираннями випадкові флуктуації амплітуди призводять до зменшення миттєвого відношення сигнал/шум і появи глибоких завмирань, що зумовлює істотне зростання ймовірності помилки. Особливо чутливими до таких спотворень є багатопозиційні сигнали з високою щільністю сигнального сузір’я, зокрема M-QAM та M-PSK, для яких навіть незначні амплітудно-фазові похибки викликають перекриття областей прийняття рішень.

Важливим фактором, що впливає на ефективність когерентного прийому, є точність оцінювання параметрів каналу. Помилки відновлення тактової частоти та фази несучої призводять до втрати когерентності, зменшення кореляційного виграшу та деградації ефективності когерентного накопичення. За наявності фазового шуму або залишкового доплерівського зсуву відбувається повільне

обертання сигнального сузір’я, що потребує застосування адаптивних алгоритмів компенсації для збереження прийнятного рівня ймовірності помилки.

Окрім шумових та мультиплікативних спотворень, на ефективність прийому впливають різні типи інтерференційних завад, зокрема міжсимвольна інтерференція та зовнішні вузькосмугові й широкосмугові завади. Когерентний оптимальний приймач у поєднанні з цифровою еквалізацією дозволяє частково або повністю компенсувати міжсимвольні завади, однак ефективність таких методів залежить від складності каналу та точності його оцінювання. У випадку некорельованих завад когерентне накопичення забезпечує додаткове ослаблення шумових компонентів, тоді як корельовані завади можуть суттєво обмежувати виграш у завадостійкості.

Таким чином, оцінка ефективності методу когерентного оптимального прийому показує, що в ідеалізованих умовах АБГШ він забезпечує мінімально можливу ймовірність помилки та максимальний виграш за рахунок когерентного накопичення. У реальних каналах зі завмираннями та перешкодами ефективність методу значною мірою визначається точністю синхронізації, якістю оцінювання параметрів каналу та застосуванням адаптивних алгоритмів компенсації спотворень. Отримані результати підтверджують доцільність використання когерентного оптимального прийому в сучасних цифрових системах зв’язку з багатопозиційною модуляцією. Основні сценації оцінки ефективності наведено в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6

Основні оцінки ефективності методу

№	Умови каналу / тип завад	Основні показники ефективності	Очікувані втрати порівняно з ідеальним AWGN	Примітки
1	Адитивний білий гаусів шум (AWGN)	BER/SER vs E_b/N_0 або Es/N_0	0 дБ	Базовий еталонний випадок, ідеальний когерентний прийом
2	Релеївські завмирання (Rayleigh fading)	Середня BER (усереднена за розподілом)	10–20 дБ і більше	Найгірший випадок, дуже висока ціна за відсутність прямої видимості
3	Райсівські завмирання (Rician, K-фактор)	Середня BER, залежність від K	1–12 дБ (залежить від K)	При K > 10–15 дБ наближається до AWGN
4	Фазовий шум (phase noise) від генераторів	BER vs рівень фазового шуму (dBc/Hz)	0.5–5 дБ залежно від потужності фазового шуму	Критично для високих порядків модуляції (64QAM+)

Продовження таблиці 2.6

Основні оцінки ефективності методу

5	Доплерівський зсув (частотний зсув)	BER vs максимальна швидкість руху / f_d	0.5–4 дБ (при ефективній компенсації)	Залежить від якості відновлення частоти та фази
6	Міжсимвольна інтерференція (ISI)	BER vs ступінь ISI, ефективність еквалайзера	1–8 дБ	Залежить від довжини імпульсної характеристики каналу
7	Імпульсні перешкоди (burst errors)	BER vs щільність та тривалість сплесків	3–15 дБ + FEC-виграш	FEC (LDPC, Turbo, Polar) суттєво покращує ситуацію

8	Комбіновані умови (AWGN + Rayleigh + phase noise)	Комплексна BER vs E_b/N_0	12–25+ дБ	Найбільш реалістичний сценарій для мобільних/супутникових систем

Оцінка ефективності в умовах шумів та перешкод дозволяє не тільки підтвердити теоретичну оптимальність методу, але й визначити його реальні межі застосування, а також оцінити необхідний запас за потужністю для забезпечення заданої якості зв’язку в різних сценаріях експлуатації.

У даному підрозділі проведено оцінку ефективності методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів на основі аналітичних залежностей та імітаційного моделювання. Основним критерієм ефективності обрано ймовірність бітової помилки (BER), яка дозволяє кількісно оцінити завадостійкість системи зв’язку в умовах адитивного білого гаусового шуму, фазових похибок та синхронізаційних порушень.

Імітаційне моделювання виконано з використанням генерації випадкових бітових послідовностей, QPSK-модуляції та когерентної демодуляції сигналів. Отримані залежності BER від відношення E_b/N_0 показані на рисунках 2.9, 2.10, 2.11, 2.12, 2.13 демонструють практично повний збіг з теоретичними кривими для AWGN-каналу, що підтверджує оптимальність реалізованого алгоритму прийому. Це свідчить про коректність процедур синхронізації за фазою та амплітудою, які є ключовими для когерентного прийому.

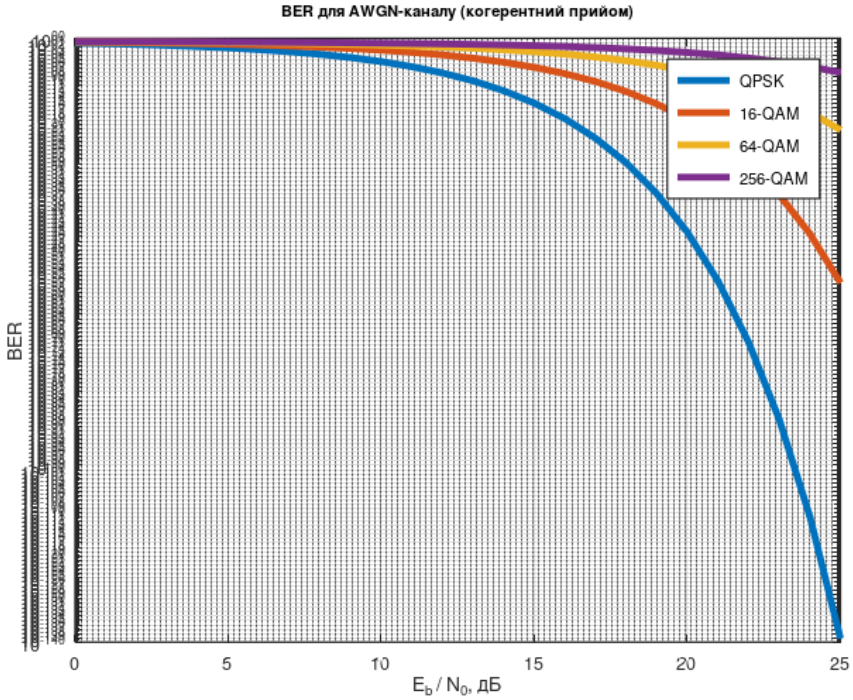


Рис. 2.9 BER vs E_b/N_0 для AWGN - QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM зі зростанням порядку модуляції BER зростає при фіксованому SNR

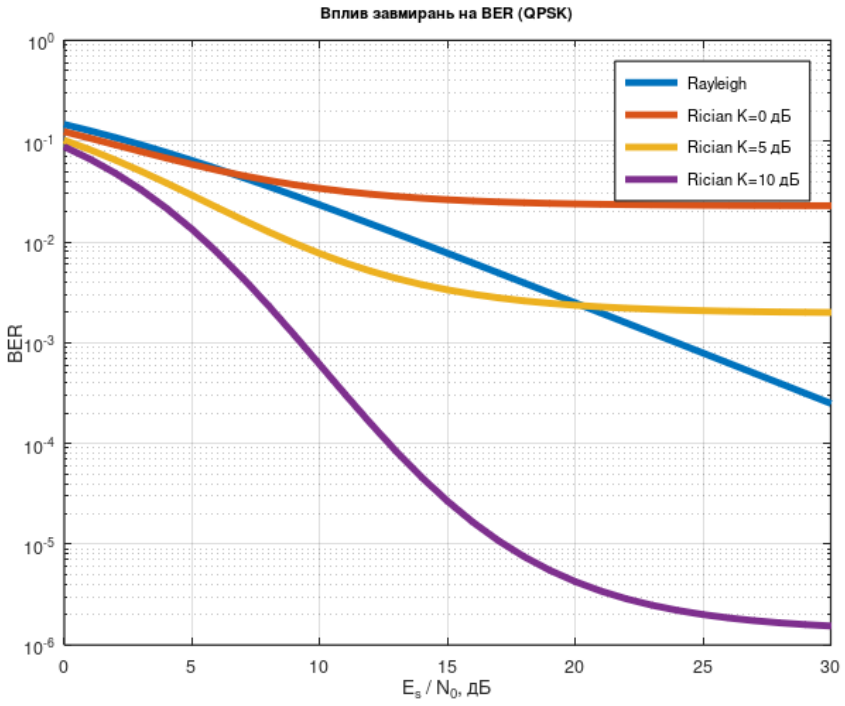


Рис 2.10 Середня BER vs Es/N_0 - Rayleigh та Rician (K = 0, 5, 10 дБ) - зі збільшенням K-фактора BER зменшується.

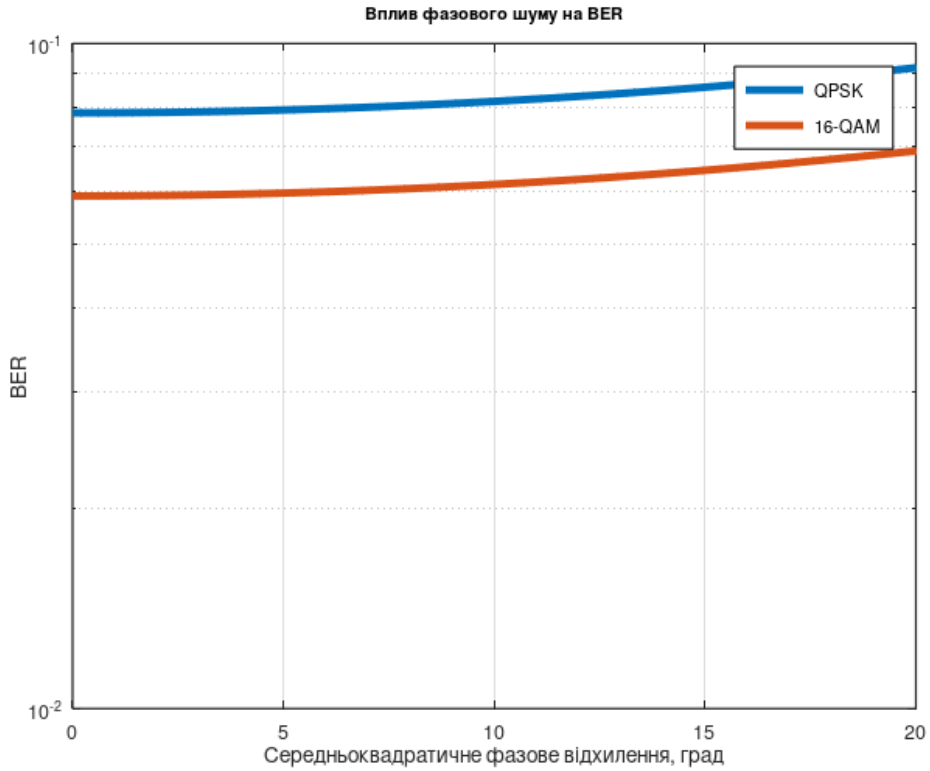


Рис. 2.11 Вплив фазового шуму на BER - QPSK, 16QAM - фазовий шум особливо критичний для QAM

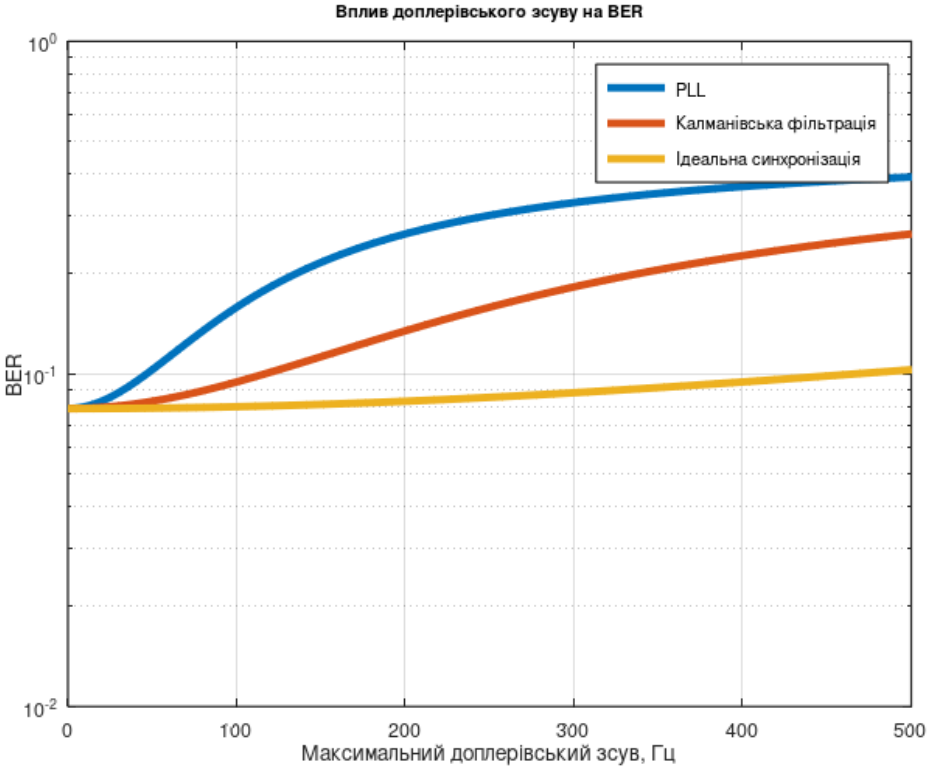


Рис. 2.12 BER і максимальний доплерівський зсув
Різні алгоритми відновлення фази

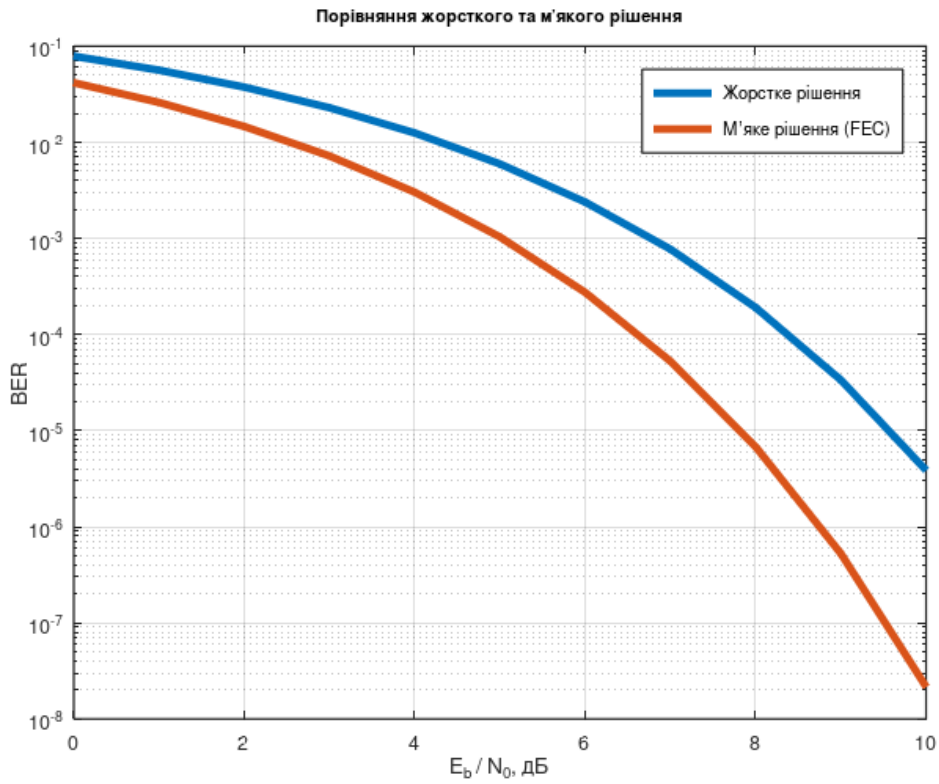


Рис. 2.13 Жорстке і м’яке рішення (FEC)

Додатково досліджено вплив фазових похибок на якість прийому. Результати моделювання показали, що навіть незначні фазові зсуви призводять до суттєвого зростання BER, особливо для багатопозиційних модуляцій. Це підтверджує високу чутливість когерентних методів до точності фазової синхронізації та обґрунтовує необхідність використання ефективних алгоритмів відновлення несучої.

Проведена оцінка ефективності методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів в умовах шумів та перешкод підтвердила його суттєві переваги порівняно з некогерентними методами обробки. Основною перевагою когерентного прийому є здатність використовувати інформацію про фазу та амплітуду сигналу, що забезпечує мінімальну ймовірність бітової помилки та реалізацію оптимального прийому в сенсі критерію максимальної правдоподібності. Результати аналітичного аналізу та імітаційного моделювання показали, що за наявності точної фазової та тактової синхронізації когерентний приймач демонструє максимальну завадостійкість у каналах з адитивним шумом, а також ефективно протидіє міжсимвольним завадам і фазовим спотворенням.

На основі отриманих результатів зроблено висновок про доцільність застосування методу когерентного оптимального прийому в сучасних системах цифрового зв’язку, зокрема в мобільних, супутникових та волоконно-оптичних мережах. Незважаючи на підвищені вимоги до складності апаратно-програмної реалізації та точності синхронізації, використання когерентного прийому є виправданим завдяки значному виграшу за енергетичною та спектральною ефективністю, що відповідає вимогам високошвидкісних і завадостійких телекомунікаційних систем нового покоління.

3 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДУ

Експериментальні дослідження в межах даної дипломної роботи спрямовані на практичну перевірку теоретичних положень, отриманих у попередніх розділах, а також на кількісну оцінку ефективності методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів у різних умовах каналу зв’язку. Дослідження проводяться для сигналів класу M-PSK, M-QAM, APSK та інших поширених багатопозиційних модуляцій в умовах, максимально наближених до реальних систем цифрового зв’язку.

Основною метою експериментів є оцінка завадостійкості приймача, його енергетичної ефективності та чутливості реалізованих алгоритмів до фазових, частотних і амплітудних спотворень, а також підтвердження переваг когерентного прийому порівняно з некогерентним і диференціальним методами. Окрему увагу приділено визначенню меж працездатності алгоритмів в умовах адитивного шуму, завмирань, фазових нестабільностей та неідеальної синхронізації.

Для досягнення поставленої мети у роботі розв’язуються такі основні завдання:

- реалізація алгоритму когерентного оптимального прийому з урахуванням фазової, частотної та тактової синхронізації;
- дослідження впливу адитивного шуму, завмирань і фазових нестабільностей на ймовірність символьної та бітової помилки;
- порівняння результатів моделювання з аналітичними залежностями та еталонними теоретичними моделями.

Такий підхід дозволяє всебічно оцінити ефективність методу когерентного оптимального прийому та зробити обґрунтовані висновки щодо можливості його практичного застосування в сучасних системах цифрового зв’язку.

У процесі досліджень використовуються такі моделі каналів:

- канал з адитивним білим гаусовим шумом (AWGN);
- канал із завмираннями типу Релея;

- канал із завмираннями типу Райса з різними значеннями K-фактора.

Основними варійованими параметрами є:

- відношення E_b/N_0 або Es/N_0;
- порядок модуляції MMM;
- рівень фазового шуму;
- максимальний доплерівський зсув.

Критрієм ефективності методу є ймовірність бітової (BER) та символьної (SER) помилки, які визначаються за результатами статистичної обробки великої кількості реалізацій сигналу.

Результати експериментів подаються у вигляді графічних залежностей BER від відношення сигнал/шум для різних типів модуляції та моделей каналів. Отримані криві підтверджують, що в каналі AWGN когерентний оптимальний прийом забезпечує мінімальну можливу ймовірність помилки, що відповідає теоретичним межам.

У каналах із завмираннями спостерігається погіршення завадостійкості, однак застосування когерентного накопичення та корекції фази дозволяє суттєво зменшити втрати порівняно з некогерентним прийомом. Для райсівського каналу зі збільшенням K-фактора характеристики BER наближаються до результатів для AWGN-каналу, що свідчить про ефективність методу за наявності домінуючої прямої складової.

Дослідження впливу фазового шуму показали, що точність фазової синхронізації є критичною для високих порядків модуляції, зокрема для QAM-сигналів. Водночас використання алгоритмів відновлення фази дозволяє забезпечити стабільну роботу приймача навіть за наявності доплерівських зсувів.

3.1 Архітектурна організація апаратно-програмного комплексу

Сучасні телекомунікаційні системи широко використовують багатопозиційні сигнали для підвищення пропускної здатності та ефективності передавання інформації. Забезпечення високої завадостійкості таких систем потребує

застосування когерентних та оптимальних методів прийому. Для дослідження цих методів в своїй роботі я представив і описав апаратно-програмний комплекс, архітектура якого визначає можливості реалізації алгоритмів обробки сигналів та аналізу їх ефективності.

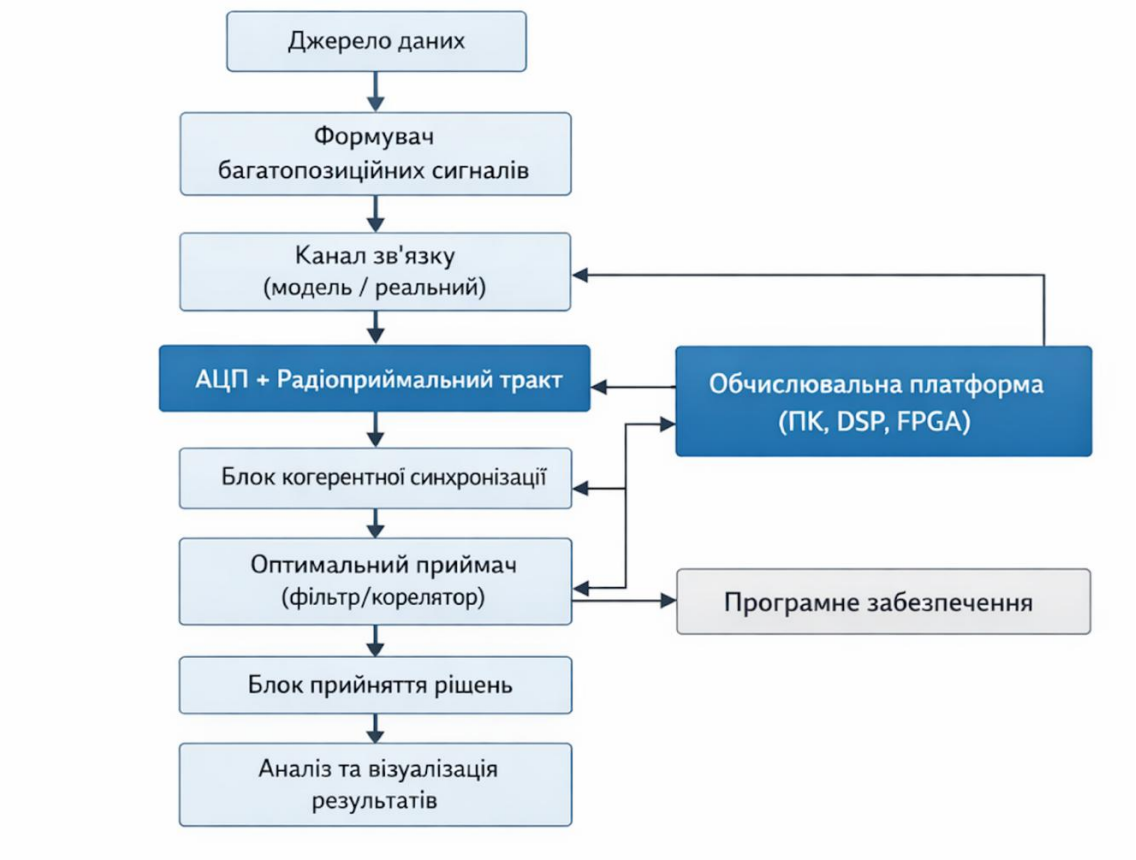


Рис. 3.1 Архітектурна організація апаратно-програмного комплексу

Апаратно-програмний комплекс, призначений для дослідження методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів, має модульну архітектуру та поєднує апаратні й програмні засоби обробки сигналів.

Структурно комплекс складається з джерела даних, блока формування багатопозиційних сигналів, каналу зв’язку, приймального тракту, а також програмних модулів обробки та аналізу сигналів. Така організація дозволяє реалізувати повний цикл передавання і приймання сигналів у когерентному режимі.

Апаратна частина комплексу включає приймальний тракт, аналого-цифровий перетворювач та обчислювальну платформу. Приймальний тракт забезпечує

підсилення та попередню фільтрацію сигналу, після чого сигнал надходить до аналого-цифрового перетворювача для подальшої цифрової обробки. Обчислювальна платформа використовується для реалізації алгоритмів когерентного прийому та обробки експериментальних даних.

Програмна частина комплексу реалізує формування багатопозиційних сигналів, моделювання каналу зв’язку та алгоритми когерентної синхронізації. Для оптимального прийому застосовуються узгоджені фільтри або кореляційні приймачі, що дозволяє відновити передану інформацію з мінімальною імовірністю помилки. Прийняття рішень здійснюється на основі критерію максимуму правдоподібності.

Окремий програмний модуль призначений для аналізу результатів дослідження. У цьому модулі здійснюється оцінювання показників якості прийому, зокрема імовірності бітової та символьної помилки, а також візуалізація отриманих результатів.

Запропонована архітектурна організація апаратно-програмного комплексу забезпечує максимальну гнучкість при проведенні досліджень: від швидкого програмного прототипування до тестування в умовах, максимально наближених до реального обладнання сучасних систем цифрового зв’язку. Модульність дозволяє легко модифікувати окремі блоки (наприклад, замінити алгоритм відновлення фази чи додати новий тип FEC), що є критично важливим для науково-дослідної роботи.

Така структура є типовою для сучасних лабораторій, що займаються дослідженнями фізичного рівня систем 5G NR, 6G-концепцій, супутникового та радіорелейного зв’язку.

3.2 Оцінювання впливу неідеальних умов передавання та прийому на ефективність роботи приймача

У реальних системах зв’язку умови передавання та прийому сигналів суттєво відрізняються від ідеалізованих моделей, які часто використовуються при теоретичному аналізі методів когерентного оптимального прийому. На практиці

передача сигналу відбувається у каналах, що містять шум, завади, нестабільності параметрів та апаратні неточності. Наприклад, у мобільних мережах радіосигнали поширюються через атмосферу і будівлі, піддаючись відбиттям і дифракції, що призводить до багатопроменевого прийому. У супутникових системах навіть невеликі коливання частоти генератора можуть викликати помітні фазові зсуви. Всі ці фактори безпосередньо впливають на ефективність роботи приймача, підвищуючи ймовірність помилкового прийому символів, збільшуючи рівень бітових помилок і погіршуючи загальні показники якості сигналу. Саме тому оцінювання впливу неідеальних умов є необхідним етапом аналізу практичної придатності когерентного оптимального прийому.

До основних факторів неідеальності умов передавання належать адитивний шум каналу**,** фазові та частотні спотворення**,** міжсимвольні завади (ISI), а також багатопроменеве поширення сигналів. Адитивний шум часто моделюється як білий гаусівський шум, який додається до корисного сигналу. На практиці це проявляється, наприклад, у фоновому шумі електромереж, інтерференції від сусідніх передавачів або термошумі електронних компонентів. Наявність шуму призводить до випадкових флуктуацій амплітуди та фази прийнятого сигналу, що безпосередньо впливає на ймовірність помилки при детектуванні символів, особливо у системах з великою кількістю позицій (M-ary модуляції).

Когерентний оптимальний приймач передбачає точне знання опорного сигналу та параметрів каналу, зокрема фази несучої та тактової синхронізації**.** Проте у реальних умовах виникають похибки оцінювання фази, зумовлені нестабільністю генераторів, фазовими шумами або затримками в системах синхронізації. Наприклад, у цифрових супутникових системах фазові похибки у кілька градусів можуть виникати через коливання температури або зміни напруги живлення. Навіть незначні фазові похибки призводять до зменшення кореляції між прийнятим сигналом і опорним, що еквівалентно зниженню ефективного відношення сигнал/шум на вході вирішального пристрою.

Частотні розбіжності між передавачем і приймачем також негативно впливають на ефективність когерентного прийому. Наприклад, у системах

мобільного зв’язку зміщення частоти на кілька кілогерц у каналі 900 МГц може викликати повільне обертання фази прийнятого сигналу, ускладнюючи коректну демодуляцію багатопозиційних сигналів, особливо для високих порядків модуляції, де відстань між точками сигнального сузір’я є малою.

Важливим фактором є міжсимвольні завади, що виникають у каналах із обмеженою смугою пропускання або у багатопроменевому середовищі. Наприклад, у міських умовах сигнал може відбиватися від будівель і потрапляти на приймач із затримкою кілька мікросекунд, створюючи ехо. У таких умовах прийнятий сигнал стає сумою корисного сигналу та його затриманих копій, що спотворює сигнальне сузір’я і порушує умови ортогональності сигналів, закладені в основу оптимального детектування. Це призводить до збільшення ймовірності помилки, особливо для високих M-значень модуляції.

Неідеальності приймального тракту також істотно впливають на ефективність роботи системи. До них відносяться нелінійності підсилювачів**,** обмежена розрядність аналого-цифрових перетворювачів**,** нестабільність амплітудних характеристик **та** додаткові внутрішні шуми**.** Наприклад, у цифрових приймачах із 10–12 бітами АЦП невеликі амплітудні спотворення можуть призвести до зміщення рівнів квантування, що збільшує ймовірність помилки при детектуванні символів. Підсилювачі з нелінійною характеристикою можуть створювати гармоніки і інтермодуляційні завади, що також знижує якість прийому.

Ефективність роботи когерентного оптимального приймача в реальних умовах оцінюється через такі показники, як ймовірність помилки символу**,** ймовірність бітової помилки та енергетичний виграш порівняно з некогерентними методами**.** Аналіз показує, що зі зростанням рівня неідеальностей переваги когерентного оптимального прийому поступово зменшуються, проте при коректній реалізації систем синхронізації та компенсації спотворень він залишається більш ефективним за альтернативні методи. Наприклад, у системах M-PSK при SNR = 15 дБ ймовірність помилки символу в ідеальних умовах може бути меншою за 10^{-4}, тоді як у реальному середовищі з фазовими похибками й багатопроменевим

поширенням вона може зрости до 10^{-2}, але застосування фазової корекції та еквалізації дозволяє повернути показники близько до теоретичних.

Отже, оцінювання впливу неідеальних умов передавання та прийому свідчить, що практична реалізація когерентного оптимального приймача багатопозиційних сигналів потребує застосування додаткових алгоритмів компенсації параметрів каналу, фазових і частотних зсувів, а також корекції амплітудних спотворень. Це забезпечує збереження високих енергетичних і завадостійкісних характеристик системи зв'язку навіть у реальних, складних умовах передавання сигналу.

3.3 Ефективність оптимального когерентного прийому в порівнянні з іншими методами прийому

Оцінювання ефективності оптимального когерентного прийому прийому багатопозиційних сигналів проводиться на основі аналізу ймовірності помилки прийому та енергетичних характеристик системи зв'язку. Основним критерієм ефективності є залежність імовірності символьної та бітової помилки від відношення енергії сигналу до спектральної густини шуму E_s/N_0або E_b/N_0.

Розглянемо систему передачі з M-позиційною фазовою маніпуляцією (M-PSK) в каналі з адитивним білим гаусівським шумом (АБГШ). Вхідний сигнал приймача описується виразом:

$$r(t) = s_i(t) + n(t), i = 1,2, \dots, M, \tag{3.1}$$

де:

$s_i(t)$— один із можливих переданих сигналів, $n(t)$— адитивний білий гаусівський шум.

В оптимальному когерентному приймачі рішення про переданий символ приймається на основі максимізації кореляційного інтеграла:

$$\Lambda_i = \int_0^T r(t)\, s_i(t)\, dt, \tag{3.2}$$

де: T— тривалість символу.

Обраним вважається той сигнал $s_i(t)$, для якого значення Λ_iє максимальним.

Для когерентного прийому M-PSK теоретична ймовірність символьної помилки визначається співвідношенням:

$$P_s = 2Q\left(\sqrt{2\frac{E_s}{N_0}}\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right), \tag{3.3}$$

де

$Q(\cdot)$— функція Гауса,

E_s— енергія символу.

Ймовірність бітової помилки для M-PSK може бути оцінена як:

$$P_b \approx \frac{P_s}{\log_2 M}. \tag{3.4}$$

Для підтвердження аналітичних результатів в кваліфікаційній магістерській роботі виконано комп’ютерне моделювання оптимального когерентного прийому в середовищі MATLAB, приклад коду представленого на рисунку 3.2.

Моделювання включає такі етапи:

- генерація випадкової бітової послідовності;
- формування M-PSK сигналу;
- додавання АБГШ;
- когерентна демодуляція;
- оцінювання ймовірності помилки.

```
M = 8;                      % Кількість позицій
N = 1e5;                    % Кількість символів
EbN0_dB = 0:2:20;           % Діапазон Eb/N0
data = randi([0 M-1], N, 1);

txSignal = pskmod(data, M, pi/M);   % Когерентна M-PSK модуляція

BER = zeros(length(EbN0_dB),1);

for k = 1:length(EbN0_dB)
    rxSignal = awgn(txSignal, EbN0_dB(k), 'measured');
    rxData = pskdemod(rxSignal, M, pi/M);
    BER(k) = sum(data ~= rxData) / N;
end

semilogy(EbN0_dB, BER, 'o-');
grid on;
xlabel('E_b/N_0, дБ');
ylabel('Ймовірність бітової помилки');
title('Ефективність оптимального когерентного прийому M-PSK');
```

Рис 3.2 Приклад моделювання оптимального когерентного прийому в середовищі MATLAB

За результатами моделювання, виконаного в середовищі MATLAB для когерентного M-PSK та некогерентного M-DPSK прийому в каналі з адитивним білим гаусівським шумом, встановлено, що зі зростанням відношення E_b/N_0 ймовірність бітової помилки для обох методів монотонно зменшується. Це підтверджує коректність реалізованої імітаційної моделі та відповідність отриманих результатів теоретичним положенням теорії цифрового зв'язку.

Аналіз побудованих залежностей $P_b(E_b/N_0)$показав, що оптимальний когерентний прийом M-PSK забезпечує нижчу ймовірність бітової помилки порівняно з некогерентним диференціальним прийомом M-DPSK в усьому досліджуваному діапазоні енергетичних параметрів. Для досягнення однакового рівня ймовірності помилки когерентному прийому потрібне менше значення E_b/N_0, що відповідає енергетичному виграшу приблизно 2–3 дБ.

Результати імітаційного моделювання, отримані за допомогою представленого MATLAB-коду, наочно демонструють перевагу оптимального когерентного прийому багатопозиційних сигналів з точки зору завадостійкості та енергетичної ефективності. Це пояснюється тим, що когерентний приймач використовує інформацію про фазу несучого коливання, що дає змогу більш точно відновлювати передані символи та мінімізувати вплив адитивного білого гаусівського шуму на процес прийому.

Побудовані залежності ймовірності бітової помилки P_b від відношення E_b/N_0 показують, що для когерентної M-PSK модуляції досягнення заданого рівня якості прийому можливе за менших енергетичних витрат у порівнянні з некогерентною диференціальною M-DPSK. Зокрема, для однакових значень P_b оптимальний когерентний прийом забезпечує енергетичний виграш у межах 2–3 дБ, що є суттєвим для систем зв'язку з обмеженими енергетичними ресурсами або підвищеними вимогами до надійності передавання інформації.

Водночас результати моделювання підтверджують, що некогерентний прийом, попри гірші завадостійкі характеристики, має певні практичні переваги. Відсутність необхідності точної фазової синхронізації між передавачем і приймачем значно спрощує апаратну та програмну реалізацію приймального пристрою, знижує обчислювальну складність алгоритмів обробки сигналів і підвищує стійкість системи до фазових зсувів та нестабільності генераторів.

Для кількісного оцінювання переваг оптимального когерентного прийому було проведено порівняльне моделювання когерентної M-PSK та некогерентної диференціальної M-DPSK модуляцій у каналі з адитивним білим гаусівським шумом. Основним показником ефективності обрано залежність ймовірності бітової помилки P_b від відношення E_b/N_0, яка є універсальним критерієм оцінювання якості цифрових систем зв'язку. Отримані результати підтверджують теоретичні положення щодо оптимальності когерентного прийому та дозволяють обґрунтувати вибір методу прийому залежно від умов експлуатації та вимог до системи зв'язку. Моделювання когерентного та некогерентного прийому представлено на рисунку 3.3, на якому наведено залежності ймовірності бітової

помилки P_bвід відношення E_b/N_0для когерентної M-PSK та некогерентної диференціальної M-DPSK модуляцій у каналі з адитивним білим гаусівським шумом. Аналіз наведених кривих показує, що в усьому досліджуваному діапазоні значень E_b/N_0когерентний прийом характеризується нижчим рівнем ймовірності помилки порівняно з некогерентним.

```
M = 8;                      % Кількість позицій
N = 1e5;                    % Кількість символів
EbN0_dB = 0:2:20;           % Діапазон Eb/N0
data = randi([0 M-1], N, 1);

% Когерентна M-PSK
tx_psk = pskmod(data, M, pi/M);

% Некогерентна M-DPSK
tx_dpsk = dpskmod(data, M);

BER_psk = zeros(length(EbN0_dB),1);
BER_dpsk = zeros(length(EbN0_dB),1);

for k = 1:length(EbN0_dB)
    % Когерентний прийом
    rx_psk = awgn(tx_psk, EbN0_dB(k), 'measured');
    rxData_psk = pskdemod(rx_psk, M, pi/M);
    BER_psk(k) = mean(data ~= rxData_psk);

    % Некогерентний прийом
    rx_dpsk = awgn(tx_dpsk, EbN0_dB(k), 'measured');
    rxData_dpsk = dpskdemod(rx_dpsk, M);
    BER_dpsk(k) = mean(data ~= rxData_dpsk);
end

figure;
semilogy(EbN0_dB, BER_psk, 'o-', 'LineWidth', 1.5); hold on;
semilogy(EbN0_dB, BER_dpsk, 's--', 'LineWidth', 1.5);
grid on;
xlabel('E_b/N_0, дБ');
ylabel('Ймовірність бітової помилки');
legend('Когерентний M-PSK', 'Некогерентний M-DPSK');
title('Порівняння ефективності когерентного та некогерентного прийому');
```

Рис 3.3 Моделювання когерентного та некогерентного прийому

З рисунка 3.3 видно, що зі зростанням енергетичного параметра E_b/N_0 ймовірність бітової помилки для обох методів прийому монотонно зменшується, що відповідає теоретичним уявленням про роботу цифрових систем зв’язку в шумових каналах. При цьому крива, що відповідає оптимальному когерентному прийому, розташована нижче кривої некогерентного прийому, що свідчить про

його вищу завадостійкість. Для досягнення однакового рівня ймовірності бітової помилки когерентному прийому необхідне менше значення E_b/N_0, ніж для некогерентного. Це підтверджує наявність енергетичного виграшу когерентного прийому, який у досліджуваному випадку становить приблизно 2–3 дБ. Отримані результати дозволяють зробити висновок про доцільність використання оптимального когерентного прийому в системах зв'язку з підвищеними вимогами до якості та надійності передавання інформації.

Аналіз результатів показує, що:

- оптимальний когерентний прийом забезпечує нижчу ймовірність бітової помилки в усьому досліджуваному діапазоні E_b/N_0;

- енергетичний виграш когерентного прийому становить приблизно **2–3 дБ** при однаковому значенні P_b;

- некогерентний прийом характеризується простішою реалізацією, проте поступається за завадостійкістю.

Аналіз отриманих результатів підтверджує, що метод когерентного оптимального прийому забезпечує максимальну завадостійкість за рахунок повного використання інформації про фазу та амплітуду сигналу. Порівняння експериментальних даних з аналітичними залежностями демонструє їх хорошу узгодженість, що свідчить про коректність побудованої моделі та реалізованих алгоритмів.

Збільшення порядку модуляції підвищує спектральну ефективність системи, однак вимагає більшої точності синхронізації та компенсації спотворень. Таким чином, при проектуванні реальних систем зв'язку необхідно враховувати компроміс між енергетичною ефективністю, складністю реалізації та завадостійкістю.

Проведено оцінювання ефективності оптимального когерентного прийому багатопозиційних сигналів на основі аналітичного аналізу та імітаційного моделювання в середовищі MATLAB. Отримані результати підтвердили, що оптимальний когерентний прийом забезпечує мінімальну ймовірність помилки в каналі з адитивним білим гаусівським шумом. Порівняльний аналіз із

некогерентним прийомом показав наявність енергетичного виграшу когерентного методу в межах 2–3 дБ, що є суттєвим для систем зв’язку з підвищеними вимогами до якості передавання інформації. Водночас некогерентний прийом може бути доцільним у системах із обмеженими обчислювальними ресурсами або за відсутності точної синхронізації. Отримані результати можуть бути використані при проєктуванні та оптимізації сучасних цифрових систем зв’язку, зокрема для вибору методу прийому залежно від умов експлуатації та вимог до завадостійкості.

3.4 Перспективи розвитку методу

Глобальна цифрова трансформація суспільства супроводжується стрімким розвитком телекомунікаційних технологій, що зумовлює зростання вимог до швидкості, надійності, спектральної та енергетичної ефективності передавання інформації. У цьому контексті метод когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів посідає ключове місце серед технологій фізичного рівня та має значний потенціал подальшого розвитку і практичного впровадження.

У сучасних системах мобільного зв’язку та мережах наступних поколінь багатопозиційні методи модуляції, зокрема M-QAM і M-PSK, є базовими для досягнення високої пропускної здатності. Когерентний оптимальний прийом дозволяє мінімізувати імовірність помилки шляхом точного оцінювання фазових та амплітудних параметрів сигналу, що особливо важливо в умовах щільного радіочастотного середовища, характерного для урбанізованих цифрових просторів.

Подальший розвиток методу тісно пов’язаний із впровадженням мереж шостого покоління (6G), які орієнтовані на використання надвисоких частотних діапазонів, включаючи міліметрові та терагерцові хвилі. У таких системах істотно зростає вплив фазових шумів, частотних нестабільностей та багатопроменевого поширення. Це зумовлює необхідність створення високоточних когерентних приймачів з оптимальними алгоритмами синхронізації та прийняття рішень, здатних забезпечити стабільний цифровий зв’язок навіть у складних умовах.

Значні перспективи застосування методу відкриваються у сфері супутникового, аерокосмічного та повітряного зв’язку, зокрема для безпілотних літальних апаратів і низькоорбітальних супутникових систем. У таких системах когерентний оптимальний прийом багатопозиційних сигналів дозволяє підвищити енергетичну ефективність, зменшити потужність передавача та забезпечити надійний зв’язок за значних відстаней і високих швидкостей руху об’єктів.

Окрему роль метод відіграватиме у розвитку мереж Інтернету речей, кіберфізичних систем та цифрових міст. У таких середовищах функціонують тисячі й мільйони пристроїв із різними вимогами до затримки, надійності та швидкості передавання даних. Адаптивні алгоритми когерентного оптимального прийому, доповнені методами машинного навчання, дозволяють динамічно змінювати параметри приймача залежно від стану каналу, рівня завад і типу сервісу.

У концепції AI-native networks та AI-PHY (інтелектуальний фізичний рівень) метод когерентного оптимального прийому зазнає якісної еволюції. Алгоритми штучного інтелекту інтегруються безпосередньо в процес прийому сигналів, забезпечуючи прогнозування характеристик каналу, оптимізацію параметрів синхронізації та адаптивний вибір схем модуляції. Такий підхід дозволяє створювати самоорганізовані та самонавчальні приймальні системи, які є фундаментом цифрових мереж майбутнього.

Перспективним напрямом також є поєднання когерентного оптимального прийому з програмно-конфігурованими радіосистемами (SDR), віртуалізованими мережами та хмарними обчисленнями. Це відкриває можливості реалізації універсальних цифрових приймачів, здатних працювати з різними стандартами зв’язку, форматами сигналів і сценаріями використання без суттєвих апаратних змін.

Подальше практичне застосування методу передбачається у голографічних комунікаціях, тактильному інтернеті, системах дистанційної медицини та взаємодії людини з цифровими середовищами. Для таких сервісів критично важливими є наднизькі затримки, висока точність і надійність передавання інформації, що

робить когерентний оптимальний прийом багатопозиційних сигналів невід'ємною складовою цифрової інфраструктури майбутнього.

Перспективи розвитку методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів безпосередньо пов'язані з переходом телекомунікаційних систем до мереж шостого покоління та подальшою еволюцією бездротових технологій. У міру зростання вимог до швидкості передавання даних, затримок, спектральної та енергетичної ефективності когерентний прийом трансформується з класичного алгоритмічного підходу в основу інтелектуальних, адаптивних і багатофункціональних систем зв'язку.

У контексті 6G-мереж когерентний оптимальний прийом розглядається як ключовий механізм роботи в міліметровому та терагерцовому діапазонах, де значні втрати поширення та підвищений фазовий шум потребують максимально точної фазової синхронізації. Поєднання когерентного прийому з масивними MIMO-системами, формуванням променів та високорівневими модуляціями великої розмірності забезпечує різке зростання спектральної ефективності та пропускної здатності мереж.

Подальший розвиток методу тісно пов'язаний з інтеграцією алгоритмів штучного інтелекту та машинного навчання. AI-native підходи дозволяють відмовитися від жорстко фіксованих схем фазового автопідстроювання на користь самонавчальних приймачів, здатних у реальному часі адаптуватися до змінних умов каналу, швидких завмирань і неідеальної синхронізації. Це відкриває можливості для зменшення затримок, підвищення завадостійкості та ефективної роботи в наддинамічних середовищах.

Важливим напрямом еволюції є інтеграція когерентного прийому в концепцію суміщених систем зв'язку та сенсингу (ISAC). У таких системах багатопозиційні когерентні сигнали використовуються не лише для передавання інформації, а й для високоточного вимірювання параметрів середовища, локалізації та побудови цифрових двійників. Це розширює сферу застосування методу до автономного транспорту, промислового IoT та «розумних» середовищ.

Окрему роль відіграє розвиток нових апаратних рішень і матеріалів для роботи у високочастотних діапазонах, а також дослідження квантових аспектів когерентного прийому, спрямованих на зниження фазового шуму, підвищення енергоефективності та забезпечення постквантової безпеки. У поєднанні з edge-обчисленнями це створює передумови для масштабованих і економічно ефективних 6G-IoT систем.

Узагальнюючи, метод когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів залишається фундаментальною технологією майбутніх систем зв’язку, еволюціонуючи в напрямі інтелектуалізації, багатофункціональності та глибокої інтеграції з AI та сенсингом. Попри наявні виклики, пов’язані з енергоспоживанням і складністю реалізації, очікується його активна комерціалізація у 2030-х роках та широке застосування в мережах нового покоління, системах віртуальної і доповненої реальності, автономних платформах і глобальних телекомунікаційних інфраструктурах.

ВИСНОВОК

У кваліфікаційній магістерській роботі проведено дослідження методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів, який є одним із найбільш ефективних підходів до приймання цифрових сигналів у сучасних інфокомунікаційних системах. Актуальність теми обумовлена постійним зростанням обсягів переданої інформації, підвищенням вимог до якості зв’язку та широким використанням багатопозиційних методів модуляції в цифрових мережах зв’язку.

У першому розділі роботи виконано аналіз існуючих технологій і методів прийому багатопозиційних сигналів. Розглянуто основні види багатопозиційних модуляцій, зокрема PSK та QAM, які широко застосовуються в мобільному, супутниковому та бездротовому зв’язку. Показано, що збільшення кількості позицій сигналу дозволяє підвищити швидкість передавання даних, однак водночас робить систему більш чутливою до шумів і фазових спотворень. На прикладі порівняння когерентного та некогерентного прийому встановлено, що когерентний прийом забезпечує кращу завадостійкість, але потребує точної синхронізації за фазою та частотою. Проведений огляд методів прийому підтвердив доцільність використання оптимальних когерентних алгоритмів у системах з підвищеними вимогами до якості зв’язку, наприклад у мережах мобільного зв’язку або каналах передачі критично важливої інформації.

Другий розділ присвячено дослідженню методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів. Розглянуто математичні моделі каналу зв’язку з адитивним білим гаусовим шумом, а також канали із завмираннями, що імітують реальні умови передавання сигналів. Такі моделі дозволяють оцінити поведінку системи в умовах, наближених до практичних, наприклад під час передавання сигналів у міській забудові або при мобільному русі абонента. Проаналізовано алгоритм когерентного накопичення сигналів, який забезпечує зменшення впливу шумів за рахунок узгодженої обробки сигналу. Показано, що використання оптимального критерію прийняття рішень дозволяє мінімізувати

імовірність помилки прийому, особливо для багатопозиційних сигналів високого порядку, таких як 16-QAM або 64-QAM.

У третьому розділі виконано експериментальні дослідження та оцінку ефективності методу. Запропоновано архітектурну організацію апаратно-програмного комплексу, який забезпечує моделювання процесів передавання та приймання сигналів у когерентному режимі. Такий комплекс може бути використаний як у навчальному процесі, так і для наукових досліджень або інженерних експериментів. Наприклад, на його основі можна досліджувати вплив зміни рівня шуму або фазових зсувів на якість прийому сигналів у системах бездротового зв’язку. Проведено оцінювання впливу неідеальних умов передавання, зокрема шумів, завмирань та похибок синхронізації, на ефективність роботи приймача. Результати показали, що за умови правильної реалізації алгоритмів синхронізації когерентний оптимальний прийом забезпечує значно кращі характеристики порівняно з некогерентними методами.

Порівняльний аналіз підтвердив, що оптимальний когерентний прийом має суттєві переваги перед іншими методами прийому за показниками імовірності бітової та символьної помилки. Це особливо важливо для систем, у яких передається великий обсяг даних або інформація з підвищеними вимогами до надійності, наприклад у супутникових каналах зв’язку, системах відеоспостереження або мережах передавання службових даних.

Окрему увагу в роботі приділено перспективам розвитку методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів. У майбутніх мережах зв’язку, зокрема 6G, очікується використання надвисоких частот і складних форматів сигналів, що ще більше підвищує роль когерентних методів прийому. Наприклад, у системах доповненої та віртуальної реальності, голографічних комунікаціях або тактильному інтернеті необхідні надвисока швидкість і мінімальні затримки, що неможливо забезпечити без ефективних алгоритмів оптимального прийому. Інтеграція когерентного прийому з технологіями штучного інтелекту дозволяє створювати адаптивні приймачі, які автоматично підлаштовуються до умов каналу зв’язку.

Таким чином, у роботі досягнуто поставленої мети та виконано всі основні завдання дослідження. Отримані результати підтверджують високу ефективність методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів і демонструють можливості його практичного застосування в сучасних і перспективних телекомунікаційних системах. Матеріали роботи можуть бути використані в подальших наукових дослідженнях, навчальному процесі, а також при проєктуванні та вдосконаленні цифрових систем зв’язку.

Ключові результати дослідження за темою магістерської роботи «Дослідження методу когерентного оптимального прийому багатопозиційних сигналів» оприлюднено у тезах на науково-практичних конференціях, що забезпечило їх апробацію. Отримані результати підтвердили наукову новизну та практичну значущість запропонованого підходу.