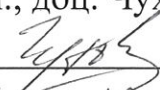


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 621.391.26

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях
к.т.н., доц. Чухов В.В.


« 19/ » 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ В
ДЕКАМЕТРОВОМУ КАНАЛІ ЗВ'ЯЗКУ

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

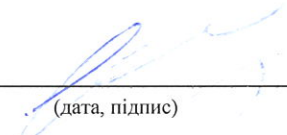
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ЗТРМ-22-1


(дата, підпис)

Буря В.С.

Керівник роботи
к.т.н., доц.


(дата, підпис)

Ципоренко В.Г.

Житомир

2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

**на тему: ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ В
ДЕКАМЕТРОВОМУ КАНАЛІ ЗВ'ЯЗКУ**

Виконав: студент 2 курсу,

групи ЗТРм-22-1 спеціальності

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Буря В.С.

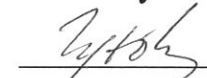
Керівник Ципоренко В.Г.

Рецензент Бенедицький В.Б.

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

 Владислав ЧУХОВ
«27» 10 2023 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Буря Владислав Станіславович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження методів рознесеного прийому в
декаметровому каналі зв'язку

затверджено наказом по університету від « » _____ 2023 р. № _____

2. Мета дослідження: дослідження завадостійкості різних методів рознесеного
прийому сигналів у декаметровому каналі зв'язку проведено дослідження та
моделювання роботи методів рознесеного прийому та передачі даних для за
умов високого рівня шуму каналу зв'язку

3. Вихідні дані: забезпечення високої якості цифрової передачі даних,
декаметровий діапазон

4. Основні задачі дослідження: розгляд методів рознесеного прийому та
передачі даних, моделювання роботи методів рознесеного прийому та передачі,
аналіз отриманих результатів

5. Термін подання роботи до захисту 12 грудня 2023 р.

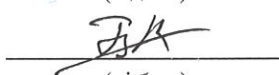
6. Дата видачі завдання «27» жовтня 2023 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

Ципоренко В.Г.
(прізвище, ініціали)


(підпис)

Буря В.С.
(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

У випускній кваліфікаційній роботі проведено дослідження та моделювання роботи методів рознесеного прийому та передачі даних для забезпечення високої якості цифрової передачі за умов високого рівня шуму каналу зв'язку. Описано переваги та недоліки методів, обрано чотири методи для дослідження, які найбільш прийнятні для виконання поставленої задачі. Проведено моделювання робочих схем за даними методами в середовищі Матлаб. Проаналізовано основні результати моделювання та зроблено висновки про найкращий метод рознесеного прийому та передачі даних.

ANNOTATION

In the final qualification work, research and simulation of the operation of methods of distributed reception and data transmission to ensure high quality of digital transmission under conditions of high noise level of the communication channel was carried out. The advantages and disadvantages of the methods are described, and four methods are chosen for the study, which are the most suitable for the implementation of the given task. Modeling of working schemes was carried out using the given methods in the Matlab environment. The main simulation results were analyzed and conclusions were drawn about the best method of distributed reception and data transmission.

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ	6
1 ОПИС МЕТОДІВ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ СИГНАЛУ.....	10
1.1 Методи рознесеного прийому.....	10
2 ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ ТА МЕТОДИ БОРОТЬБИ З НЕЮ.....	28
2.1 Методи просторової обробки сигналів.....	34
3 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОСТОРОВОГО РОЗНЕСЕННІ СИГНАЛУ.....	44
3.1 Синтез схем для моделей просторового рознесенні сигналу.....	44
3.2 Результати моделювання просторового рознесенні сигналу	46
Висновок до розділу.....	49
ВИСНОВКИ.....	50
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	51

РЕФЕРАТ

Робота присвячена дослідженню та моделюванню роботи методів рознесеного прийому та передачі даних для забезпечення високої якості цифрової передачі за умов високого рівня шуму каналу зв'язку.

Метою роботи є дослідження завадостійкості різних методів рознесеного прийому сигналів у декаметровому каналі зв'язку, порівняння показників якості цих методів.

Дана магістерська робота складається зі вступу, двох основних розділів, висновків по виконаній роботі, переліку літератури.

В першому розділі було розглянуто методи, яким можна рознести прийом сигналу, описано різні їх варіанти, переваги та недоліки кожного, а також особливості реалізації та обмеження накладені на ці методи.

В другому було забрано схеми реалізації рознесеної передачі даних найкращими 4 методами. Проведено моделювання їх роботи, порівняно результати моделювання та зроблено відповідні висновки по якості реалізації кожного методу. Вибрано найоптимальніші варіанти.

Після виконання роботи було сформовано висновки, опираючись на результати досліджень.

Об'єктом дослідження є просторово рознесений прийом сигналів декаметрового діапазону

Предметом дослідження є методи рознесеного прийому даних при їх передачі КС зі змінними параметрами.

В кінці було вказано на посилання, з яких бралася інформація для проведення наукової роботи.

Ключові слова: зв'язок, прийом та передача даних, декаметровий діапазон, рознесений прийом та передача даних, завадозахищена передача.

ВСТУП

Динамічний перехід на цифрові системи обробки та передачі інформації створює безліч проблем під час проектування сучасних систем інформатики та телекомунікацій. Одне з найважливіших завдань, які при цьому необхідно вирішувати у всіх подібних системах є забезпечення високої достовірності передачі даних.

До найефективніших методів забезпечення високої якості цифрової передачі за умов високого рівня шуму каналу зв'язку (КС) відноситься застосування методів рознесеного прийому. За 50 років свого інтенсивного розвитку в техніці зв'язку були успішно впроваджені: частотне рознесення, часове рознесення, поляризаційне рознесення та просторове рознесення. Однак однією з головних проблем залишається комбінована обробка цифрових сигналів з максимальною ефективністю, але за простої реалізації.

За останнє десятиліття у техніці рознесеного прийому сталися чергові революційні зміни. Ті досягнення в технології мікроелектроніки, які ще 20 років тому здавалися якщо й можливими, то у дуже віддаленому майбутньому зараз забезпечують можливість створення дуже потужних методів досягнення енергетичного виграшу. До них можна віднести розширення діапазону.

Зарубіжні фахівці понад 20 років тому оцінювали кожен 1 дБ ЕВК у мільйони доларів. Зараз цінність ЕВК зросла ще більше, оскільки з'явилася можливість зменшувати розміри дуже дорогих антен чи підвищувати дальність зв'язку, збільшувати швидкість передачі чи знижувати необхідну потужність передавача, покращувати інші важливі властивості сучасних систем зв'язку. Крім того, суттєво зростають взаємні перешкоди прийому між різними системами, з'являється все більше екологічних обмежень на потужність передавачів, зростає потреба у різкому збільшенні швидкостей обміну даними між мережами, а також значному зростанні їх достовірності.

Звідси можна зробити очевидний висновок, що збільшення економічної цінності ЕВК на базі методів рознесеного прийому є вкрай важливим при побудові сучасних систем зв'язку, а, отже, розробка та дослідження рознесеного прийому радіомодему кореспондентських радіостанцій є актуальним завданням.

Об'єктом дослідження є просторово рознесений прийом сигналів декаметрового діапазону

Предметом дослідження є методи рознесеного прийому даних при їх передачі КС зі змінними параметрами.

Мета роботи – дослідження завадостійкості різних методів рознесеного прийому сигналів у декаметровому каналі зв'язку, порівняння показників якості цих методів.

Для досягнення поставленої мети вирішуються такі завдання:

- оптимізація існуючих алгоритмів просторового рознесення по енергетичному виграшу;
- розробка програмного забезпечення для проведення імітаційного моделювання роботи просторового рознесення;
- аналіз завадостійкості просторового рознесення в каналі з адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ) та в каналі зі змінними параметрами.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених завдань використовувалися теоретичні та експериментальні методи дослідження. Теоретичні дослідження базуються на методах теорії ймовірностей та математичної статистики, теорії випадкових процесів, теорії цифрового зв'язку. Експериментальні дослідження проводилися шляхом імітаційного моделювання роботи рознесеного прийому системи MATLAB.

Достовірність та обґрунтованість отриманих результатів та висновків забезпечена коректністю розроблених математичних моделей та збіжністю висновків теоретичного дослідження з результатами імітаційного моделювання та натурних випробувань.

На захист виносяться такі наукові результати:

- методи отримання результуючого сигналу при рознесеному прийомі даних, що дозволяють підвищити завадостійкість модемів базових радіостанцій під час роботи в умовах нестаціонарного каналу зв'язку;
- оптимізація існуючих методів отримання результуючого сигналу за параметром простоти реалізації.

Наукова новизна.

1. Виконано порівняння основних способів просторово рознесеного прийому декаметровому каналі зв'язку.
2. Отримано залежності якісних показників просторово рознесеного прийому від величини лінійного рознесення прийомних антен.
3. Досліджено залежності ймовірностей помилкового прийому від SNR/

Практичну цінність роботи становлять:

- методи рознесеного прийому, дозволяють підвищити завадостійкість модемів базових радіостанцій при роботі в умовах каналу зв'язку з параметрами, змінними в часі;

Кваліфікаційна робота містить анотацію, реферат, вступ, 3 основні розділи, висновок, перелік літератури. У роботу включено 17 рис., список літератури з .. найменувань.

1. ОПИС МЕТОДІВ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ СИГНАЛУ

1.1 Методи рознесеного прийому

Рознесений прийом є одним із найбільш ефективних методів підвищення надійності зв'язку при передачі сигналів каналами з випадковими параметрами. Сутність рознесеного прийому полягає в тому, що рішення про передане повідомлення приймається на основі аналізу кількох прийнятих копії сигналу, рознесених у просторі, у часі, за частотою і т.д. і що відрізняються внаслідок цього характером спотворень. При цьому чим менше корелюються між собою копії сигналу, тим вище може бути результат їхньої спільної обробки.

Численні дослідження показали, що коефіцієнт кореляції між огиначаючими копій сигналу залежить від інтервалу рознесення і може бути апроксимований в загальному випадку виразом виду:

$$R(\Delta x) = \exp\left(\frac{-\Delta x^2}{2\Delta x_0^2}\right)$$

де Δx – величина інтервалу рознесення;

Δx_0 – характеристичний інтервал рознесення, який визначається для кожного конкретного виду рознесення.

Проведений аналіз показує, що при досить великих відношеннях сигнал/шум збільшення кореляції між копіями сигналу еквівалентне деякому зменшенню середньої потужності сигналу, яке можна оцінити коефіцієнтом

$$\gamma = \frac{I}{(1 - R^2)}$$

При $R \leq 0,5$ енергетичний програш через наявність кореляції не перевищує 1,5 дБ, тому прагнути зменшення нижче цієї величини недоцільно.

Найбільш важливими завданнями рознесеного прийому є розробка методів рознесення та принципів обробки сигналів, що забезпечують мінімізацію ймовірності помилки на виході приймального пристрою, та досягнення граничних (або близьких до них) теоретичних виграшів.

В даний час відомі і знаходять практичне застосування такі види рознесення: просторове, частотне, часове, кутове, поляризаційне, а також їх комбінації.

Просторове рознесення

Цей метод рознесення отримав найбільше поширення і полягає в тому, що той самий сигнал одночасно приймається на кілька антен, розташованих у просторі на деякій відстані одна від одної. Зазвичай прийом ведуть на дві рознесені антени (здвоєний прийом), рідше на три і чотири.

У цьому випадку параметр задають у вигляді нормованої відстані рознесення Δx

$$\Delta x = \frac{l}{\lambda_0} = l_\lambda,$$

де l – відстань між антенами в метрах;

λ_0 – довжина хвилі.

Необхідна величина для отримання $R(l_\lambda) \leq 0,5$ залежить від розташування антен щодо напрямлення на передавач. На рис.1.1 наведено експериментальні криві вимірювання $R(l_\lambda)$ при рознесенні антен уздовж (крива 1) і поперек (2) траси завдовжки 1250 км на частоті 20 МГц. З рисунка випливає, що кореляція сигналів в КВ діапазоні зменшується дещо

швидше при поперечному рознесенні антен, проте різниця між поперечними та поздовжнім рознесенням невелика. У разі довільного напрямку рознесення для отримання $R(l_\lambda) \leq 0,5$ величину l_λ достатньо вибрати рівною 10 – 15.

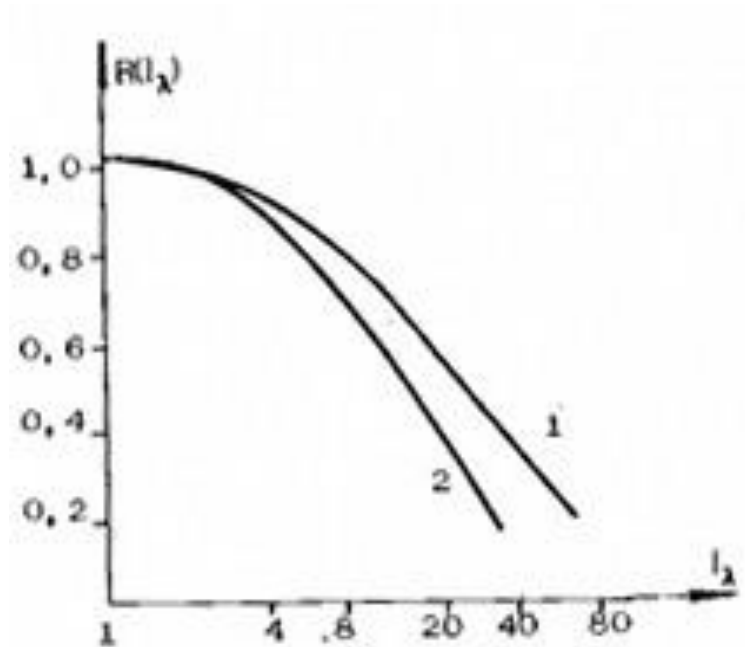


Рисунок 1.1 – Залежність кореляції від відстані між антенами

Слід зазначити, що з фіксованому значенні l_λ величина $R(l_\lambda)$ зменшується із збільшенням довжини траси, залежить стану іоносфери і відношення робочої частоти до МПЧ. Однак при виборі l_λ порядку 10 – 15 вже при довжині траси понад 500 км забезпечується досить мала величина $R(l_\lambda)$.

Просторовий коефіцієнт кореляції для КВ радіолінія досить точно апроксимується залежністю

$$R(l) = \exp\left(\frac{-4\pi\theta_0^2}{\lambda_0^2} l^2\right),$$

де θ_0^2 – середні квадрат тілесного кута, під яким видно об'єм, що розсіює.

Прийом з оптимальним лінійним додаванням

Розглянемо принципи побудови систем з оптимальним лінійним додаванням, які є основою не тільки при вивченні систем рознесеного прийому, але і при побудові систем з накопиченням (згорткою) складних сигналів у разі, коли завмирання досить швидкі та елементарні сигнали виявляються слабко корельованими.

Запишемо рівність у вигляді

$$y(t) = \sum_{i=1}^Q a_i S_i(t) + \sum_{i=1}^Q a_i n_i(t). \quad (1.1)$$

Так як складові шуму можна вважати випадковими некорельованими величинами, що мають нульові середні значення, а середньоквадратичне значення складових сигналу

$$S^2(t) = \left(\sum_{i=1}^Q a_k \frac{U_i}{\sqrt{2}} \right)^2,$$

де U_i – амплітуда складової сигналу в i -й гілки, то відношення середніх квадратів сигналу та шуму можна записати у вигляді

$$h^2(t) = \frac{\left(\sum_{i=1}^Q a_k \frac{U_i}{\sqrt{2}} \right)^2}{\sum_{i=1}^Q a_i^2 \sigma_{u_i}^2}. \quad (1.2)$$

Наступне співвідношення можна виразити через величини $h^2(t)$, що характеризують відношення сигнал/шум у кожній гілці рознесення

$$h^2(t) = \frac{\left(\sum_{i=1}^Q a_i \sigma_{u_i} h_i \right)^2}{\sum_{i=1}^Q a_i^2 \sigma_{u_i}^2}. \quad (1.3)$$

так як $a_i \frac{U_i}{\sqrt{2}} = a_i \sigma_{u_i} \frac{\frac{U_i}{\sqrt{2}}}{\sigma_{u_i}} = a_i \sigma_{u_i} h_i$

Відповідно до нерівності Буняковського-Шварця чисельник дробу можна записати як

$$\left(\sum_{i=1}^Q a_k \frac{U_i}{\sqrt{2}}\right)^2 \leq \sum_{i=1}^Q a_i^2 \sigma_{u_i}^2 \sum_{i=1}^Q h_i^2. \quad (1.4)$$

Підставивши (1.4) в (1.3) і зробивши найпростіші перетворення, отримаємо

$$h_p^2(t) \leq \sum_{i=1}^Q h_i^2. \quad (1.5)$$

Цей результат показує, що максимально можливе значення відношення потужностей сигналу до шуму, одержуване при оптимальному лінійному додаванні, дорівнює сумі відношення сигнал/шум по потужності на виходах всіх гілок рознесення.

Нехай тепер

$$a_i \sigma_{u_i} = \beta h_i, \quad (1.6)$$

де β – деякий коефіцієнт пропорційності, що не залежить від i .

Тоді після підстановки (1.6) у (1.2) отримаємо

$$h^2(t) = \frac{(\beta \sum_{i=1}^Q h_i^2)^2}{\beta^2 \sum_{i=1}^Q h_i^2} = \sum_{i=1}^Q h_i^2(t). \quad (1.7)$$

З (1.7) випливає, що якщо брати зважувальні коефіцієнти відповідно до (1.6), а саме

$$a_i = \frac{\beta U_i}{\sigma_{u_i}^2} \quad (1.8)$$

то відношення сигнал/шум може досягти максимально можливого значення, що дорівнює сумі відносин сигнал/шум у гілках рознесення.

Отже, при оптимальному лінійному додаванні в будь-який інтервал часу менший інтервалу автокореляції сигналу, зважуючий коефіцієнт автоматично повинен регулюватися так, щоб він був прямо пропорційний кореню квадратному із середньоквадратичного значення сигналу в i -й гілці рознесення і назад пропорційний середньоквадратичному значенню шуму. У цьому коефіцієнт пропорційності вибирається однаковим всім гілок рознесення $T_{\varepsilon} \tau_{акф} a_i \beta$.

Знайдемо тепер закон розподілу випадкової величини, що є відповідно до (1.7) суми випадкових величин $h_p^2 h_i^2$.

Нехай огинаючі у всіх гілках рознесення розподілені за законом Релея. Тоді розподіл квадрата випадкової величини підпорядкований експоненційному розподілу

$$W(h_i) = \frac{1}{h^2} \exp\left(\frac{-h_i^2}{h^2}\right), \quad (1.9)$$

де $\overline{h^2} h_i^2$ – середнє значення величини.

У свою чергу щільність ймовірності суми експоненційно розподілених величин описується так званим розподілом χ^2 -квадрат (χ^2). Якщо всі гілки незалежні, розподіл можна записати як

$$W(h_p^2) = \frac{1}{(Q-1)!} \frac{(h_p^2)^{Q-1}}{(h^2 | 2)^Q \exp\left(\frac{-h_p^2}{h^2}\right)}. \quad (1.10)$$

Для величин h_p (1.10) можна представити як

$$W(h_p^2) = \frac{2h_p}{(Q-1)!} \frac{(h_p^2)^{Q-1}}{(h_p^2 | 2)^Q \exp\left(\frac{-h_p^2}{h^2}\right)}. \quad (1.11)$$

З (1.11) видно, що з $Q=1$ розподіл збігається із законом Релея, а при $Q \rightarrow \infty$ прагне функції δ . Таким чином, зі збільшенням кількості гілок рознесення флуктуації сигналу за рахунок завмирань на виході схеми об'єднання зменшуються.

Тепер, серед виразів для ймовірності помилки сигналу згідно із законом, яким описується сумарна огибаюча сигналу, можна знайти ймовірність помилки в такій системі

$$P_{oui} = \int_0^\infty P_{oui}(h)W(h)dh. \quad (1.12)$$

Так, для когерентного прийому сигналів ФТ (1.10) відповідно до (1.12) шляхом послідовного інтегрування частинами отримаємо

$$P_{oui} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{h_p^2}{h_p^2+1}} \left(1 + \sum_{i=1}^{Q-1} \frac{(2i-1)!!}{i!(2h_p^2+2)^i} \right) \right]. \quad (1.13)$$

Зокрема, при здвоєному прийомі (1.13) легко отримати

$$P_{oui} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{h_p^2}{h_p^2+1}} \left(\frac{h_p^2+1,5}{h_p^2+1} \right) \right]. \quad (1.14)$$

При досить великих відношеннях сигналу до шуму (1.14) можна отримати наближений вираз

$$P_{oui} \approx \frac{3}{16h_p^4}. \quad (1.15)$$

З (1.11) можна отримати також ймовірність помилки при

некогерентному прийомі сигналів АТ та ЧТ:

$$P_{out} = \frac{1}{2(1+0,25h_p^2)^Q}, \quad (1.16)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2(1+0,5h_p^2)^Q}. \quad (1.17)$$

При виведенні (1.16) та (1.17) використаний табличний інтеграл виду

$$\int_0^\infty X^{n-1} \exp(-dx) dx = \frac{(n-1)!}{d^n}.$$

Наведені вище формули отримані виходячи з припущення, що завмирання у гілках не корельовані.

Розглянемо тепер випадок, коли копії сигналу у гілках рознесення корельовані. Нехай коефіцієнт взаємкореляції між гілками дорівнює I . Тоді огибаюча сумарного сигналу підпорядковується релеївському розподілу, а ймовірність помилки, наприклад, при когерентному прийомі сигналів ФТ може бути записана у вигляді

$$P_{out} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{Qh_p^2}{Qh_p^2 + 1}} \right]. \quad (1.18)$$

З (1.18) видно, що в цьому випадку когерентний прийом на рознесені антени забезпечує енергетичний виграш Q разів. При здвоєному прийомі ($Q = 2$), наприклад, цей виграш при ймовірності помилки порядку 10^{-4} дорівнює всього 3 дБ, у той час як здвоєний прийом за тих же умов у разі некорельованих сигналів у гілках рознесення забезпечує енергетичний виграш порядку 20 дБ.

При $0 < E < 1$ аналітичні вирази у загальному вигляді вкрай складні.

Однак для $Q=2$ і при довільному коефіцієнті кореляції може бути отримано співвідношення

$$P_{out} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{(1+R)}{2R} \sqrt{\frac{h_p^2(1+R)}{h_p^2(1+R)+1}} - \frac{(1-R)}{2R} \sqrt{\frac{h_p^2(1-R)}{h_p^2(1-R)+1}} \right] \quad (1.19)$$

що характеризує можливість помилки при когерентному прийомі сигналів ФТ.

При $R = 1$ ця формула збігається з (1.18), а при $R = 0$ граничним переходом може бути отримане співвідношення (1.15).

Порівняння (1.19) з (1.14) показує, що з $R \leq 0,6$ енергетичний програш через наявність кореляції вбирається у 1 дБ, тобто, надійність зв'язку при рознесеному прийомі мало знижується.

Прийом з лінійним додаванням сигналів

Характерною особливістю лінійного складання і те, що з освіті результуючого сигналу все гілки вважаються рівноцінними ($a_i = 1$). У цьому випадку (1.1) набуває вигляду

$$y(t) = \sum_{i=1}^Q S_i(t) + \sum_{i=1}^Q n_i(t) \quad (1.20)$$

Амплітуда огинаючої замиряючого сигналу U_x може бути виражена у вигляді

$$U_{X_i} = \mu_i U_0 \quad (1.21)$$

де μ_i – коефіцієнт передачі середовища поширення для i -ї гілки;

U_0 – амплітуда огинаючої сигналу, що не завмирає, тому відношення сигнал/шум можна записати як

$$h_p^2 = \frac{U_0^2}{2Q\sigma_{in}^2} \left(\sum_{j=1}^Q \mu_i \right)^2 = \frac{U_0^2}{2Q\sigma_{in}^2} \left(\sum_{j=1}^Q \mu_i \right). \quad (1.22)$$

Середнє значення цієї величини відповідно дорівнює

$$\overline{h_p^2} = \frac{h^2}{Q} \left[\sum_{j=1}^Q \overline{\mu_j^2} + \sum_{j=1}^Q \sum_{\substack{i=1 \\ (i \neq j)}}^Q \overline{\mu_i \mu_j} \right] \quad (1.23)$$

де $h^2 = \frac{U_0^2}{2\sigma_{uu}^2}$ – відношення середньої потужності сигналу до потужності шуму.

Оскільки всі копії сигналу окремих гілках вважаються незалежними, то середнє значення твори незалежних величин дорівнює твору їх середніх значень, тобто.

$$\overline{h_p^2} = \frac{h^2}{Q} \left[\sum_{j=1}^Q \overline{\mu_j^2} + \sum_{j=1}^Q \overline{\mu_j} \sum_{\substack{i=1 \\ (i \neq j)}}^Q \overline{\mu_i} \right]. \quad (1.24)$$

Якщо завмирання у гілках μ_i підпорядковані релеївському закону, то розподіл випадкової величини описується законом Релея

$$W(\mu_i) = 2\mu_i \exp(-\mu_i^2). \quad (1.25)$$

З огляду на це можна записати

$$\begin{aligned} \left(\sum_{i=1}^Q \overline{\mu_i^2} \right) &= \sum_{i=1}^Q \int_0^{\infty} 2\mu_i^3 \exp(-\mu_i^2) d\mu_i = Q, \\ \left(\sum_{i=1}^Q \overline{\mu_i} \right) &= \left(\sum_{j=1}^Q \overline{\mu_j} \right) = \sum_{i=1}^Q \int_0^{\infty} 2\mu_i^2 \exp(-\mu_i^2) d\mu_i = Q\sqrt{\pi}/2 \end{aligned}$$

Виходячи з цих співвідношень (1.24) можна уявити як

$$\overline{h_p^2} = h^2 \left[1 + (Q-1) \frac{\pi}{4} \right]. \quad (1.26)$$

Звідси випливає, що величина енергетичного виграшу при лінійному додаванні визначається формулою

$$D_A = \frac{\overline{h_p^2}}{h^2} = 1 + (Q-1) \frac{\pi}{4} \approx 0,22 + 0,78Q. \quad (1.27)$$

З (1.27) видно, що виграш з енергетики при лінійному додаванні визначається числом гілок рознесення.

Однак лінійне додавання має принциповий недолік, який визначається тим, що гілки з поганим ставленням сигнал/шум вносять помітний внесок у шумову складову результуючого коливання і незначний – сигнальну складову. Іншими словами, у цьому випадку перешкодостійкість прийому погіршується, якщо деякі гілки матимуть низьке співвідношення сигнал/шум, а в інших це співвідношення буде хорошим.

Внаслідок цього у практиці радіозв'язку лінійне додавання практично не знаходить застосування, незважаючи на простоту його реалізації.

Прийом із оптимальним автовибором

Знайдемо закон розподілу загального результуючого сигналу при прийомі з оптимальним автовибором та незалежними гілками рознесення. Уявимо ймовірність того, що в деякий момент часу значення огинаючої сигналу у гілки виявиться менше значення огинаючої результуючого сигналу у вигляді

$$P(u_i < u_p) = \int_0^{u_p} W(u_i) du_i = F(u_p). \quad (1.28)$$

де $W(U_i)$ – густина розподілу випадкової величини U_i ;

$F(U_p)$ – інтегральна функція розподілу випадкової величини U_i ;

Імовірність того, що в жодній із гілок огинаюча сигналу не перевищить величину SP , визначається як

$$P = \prod_{i=1}^Q P(u_i < u_p) = [F(u_p)]^n. \quad (1.29)$$

Тоді щільність розподілу ймовірності огинаючої результуючого сигналу U_p при оптимальному автовиборі може бути отримана шляхом диференціювання виразу (1.29)

$$\frac{dF(u_p)}{du_p} = nW(u_p)[F(u_p)]^{n-1}. \quad (1.30)$$

Це вираз справедливий для будь-якого закону розподілу сигналу, що завмирає. Зокрема, якщо завмирання підкоряються релєївському закону, то

$$W(u_p) = Q \frac{u_p}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{u_p^2}{2\sigma_0^2}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{u_p^2}{2\sigma_0^2}\right)\right]^{Q-1}. \quad (1.31)$$

Перейдемо тепер до закону розподілу співвідношення сигнал/перешкода, скориставшись теоремою про функціональне перетворення випадкових величин та їх розподілів

$$W(h_p) = Q \frac{2h_p}{h^2} \exp\left(-\frac{h_p^2}{h^2}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{h_p^2}{h^2}\right)\right]^{Q-1}, \quad (1.32)$$

де $h^2 = \hat{h}_j^2$ – відношення середньої потужності сигналу до середньої потужності шуму окремої гілки рознесення.

Відношення середніх потужностей сигналу до шуму на виході схеми формування результуючого сигналу можна знайти як

$$\overline{h_p^2} = \int_0^{\infty} h_p^2 W(h_p) dh_p \quad (1.33)$$

або, після підстановки (1.33) вирази (1.32),

$$\overline{h_p^2} = Q h^2 \int_0^{\infty} \frac{h_p^2}{h^2} \exp\left(-\frac{h_p^2}{h^2}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{h_p^2}{h^2}\right)\right]^{Q-1} d\left(\frac{h_p^2}{h^2}\right) \quad (1.34)$$

Інтеграл (1.34) можна взяти частинами, використавши розкладання по біному Ньютона. Тоді можна остаточно записати

$$\overline{h_p^2} = h^2 \sum_{i=1}^Q \frac{1}{i} \quad (1.35)$$

Звідси видно, що енергетичний виграш за оптимального автовибору визначається нелінійною залежністю від кількості гілок рознесення.

$$D_A = \overline{h_p^2} / h^2 = \sum_{i=1}^Q 1/i \quad (1.36)$$

Визначимо тепер ймовірність помилки у системі зв'язку під час використання оптимального автовибору. Вважатимемо, що обробка коливань здійснюється некогерентним способом прийому ЧС сигналів. Тоді можна записати

$$\bar{P}_{\text{ош}} = Q \int_0^{\infty} \frac{h_p}{h^2} \exp\left[-\frac{h_p^2}{h^2} \left(1 + \frac{h^2}{2}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{h_p^2}{h^2}\right)\right]^{Q-1} dh_p \quad (1.37)$$

або, беручи інтеграл частинами з попереднім розкладанням третього співмножника підінтегрального виразу по біному Ньютона, отримаємо остаточний вираз для ймовірності помилки

$$\bar{P}_{\text{ош}} = \frac{Q!}{2} \prod_{i=1}^Q \frac{2}{2i+h^2}. \quad (1.38)$$

При досить високих співвідношеннях сигнал/шум ($h_f \gg 1$) (1.38) має вигляд

$$\bar{P}_{\text{ош}} \approx \frac{Q!}{2} \left(\frac{2}{h^2} \right)^Q. \quad (1.39)$$

Метод комбінованої обробки цифрових сигналів при рознесеному прийомі

Запропонований метод післядетекторної обробки рознесених сигналів, який виключає необхідність попереднього фазування сигналів, але забезпечує перешкодостійкість, що відповідає додетекторній обробці. Об'єднанням лінійного складання сигналів і автовибору найбільшого сигналу забезпечується завадостійкість, близька до оптимального складання, але не вимагає регулювання вагових коефіцієнтів при додаванні.

При обробці цифрових сигналів для зручності демодуляції включатимемо відновлення на приймальній стороні, а в детектування – прийняття рішення щодо цифрового значення цього імпульсу. Тут принципові відмінності між цифровими та аналоговими сигналами полягають у наступному. Для аналогових сигналів відношення С/Ш може бути показником якості сигналів і до детектування, і після нього. Для цифрових сигналів показник "відношення С/Ш", що використовується до

детектування, замінюється ймовірністю помилки після детектування. Розглянемо передачу бінарних сигналів. При детектуванні максимуму відношення правдоподібності сигнал після узгодженої фільтрації (або кореляційної обробки) порівнюється в пороговому пристрої з деяким рівнем, і за результатом порівняння приймається рішення про передачу одного або іншого бінарного символу. У разі, якщо відбувається роздільне детектування кожного рознесеного сигналу, можливі різні ситуації. Якщо сигнали обох детекторів збігаються, це означає: або рівні шумів в обох каналах невеликі і в обох каналах помилки немає, або відразу в обох каналах перед пороговими пристроями складові шуму значні і в обох каналах відбувається помилка. До речі, і при додетекторному додаванні при цьому також матиме місце помилка. Проте можливі ситуації, коли у одному каналі рівень шуму невеликий, а в іншому він значний. При цьому один із детекторів виробить правильне рішення, а інший – хибне. Оскільки жодної додаткової інформації в цьому випадку не використовується і обидва рішення доводиться вважати рівноправними, це призводить до ймовірності помилки, що дорівнює 0,5. А при додетекторному додаванні може виявитися, що сума шумових сигналів не перевищить подвоєного рівня корисного сигналу (вважаючи при цьому, що рівні корисних складових в обох сигналах однакові). У таких ситуаціях буде вироблено правильне рішення. Імовірність подібних ситуацій залежить від параметрів сигналів та шумів, і саме її наявність і визначить при цифровій передачі інформації виграш при додетекторному додаванні. Позначимо через

$$s_1 = u_1 + n_1 \text{ і } s_2 = u_2 + n_2$$

сигнали перед детекторами в кожній гілці, причому

u_1, u_2 – корисні компоненти,

n_1, n_2 – шумові компоненти першого та другого рознесених сигналів.

Спочатку вважатимемо рівень обох корисних компонентів однаковим і рівними.

При додетекторному додаванні сигнал перед детектором дорівнює

$$C = (u_1 + u_2) + (n_1 + n_2) = uC + nC.$$

Вважатимемо, що потужність обох бінарних сигналів (відповідна передачі логічних «1» і «0») однакова, поява їх рівноймовірна. Без шумів сигналу «1» відповідає рівень $a/2$ на вході детектора сигналу «0» відповідає рівень $-a/2$. Рішення приймається внаслідок порівняння вхідної напруги детектора з нулем. Для визначення розглянемо моменти часу, коли передається символ «0». (Для іншого символу всі міркування аналогічні). Тоді помилка в першому каналі рознесення буде у разі, якщо $n_1 > a$.

Помилка у другому каналі рознесення буде у разі, якщо $n_2 > a$. Помилка при додетекторному додаванні буде мати місце, якщо $n_1 + n_2 = nC > 2a$. Сутність описуваного методу ілюструється схемою рисунку 1.2.

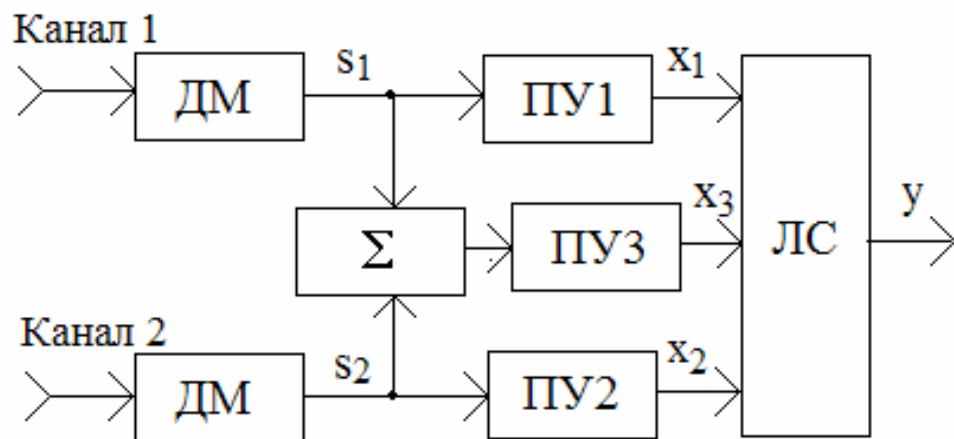


Рисунок 1.2 – Модифікована схема післядетекторної обробки

Рознесені сигнали в першому та другому каналах рознесення обробляються в демодуляторах (ДМ), внаслідок чого виробляються напруги s_1 і s_2 , які подаються на перший у другий порогові пристрої (ПУ1 та ПУ2).

Вони напруги порівнюють з нульовим рівнем, у результаті виробляються логічні сигнали x_1 і x_2 . Сигнал «1» виробляється у разі, якщо вони вищі за нуль, сигнал «0» – якщо нижче за нуль.

Крім того, у суматорі (Σ) знаходиться їх сума $s_3 = s_1 + s_2$, і третьому пороговому пристрої (ПУЗ) вона теж порівнюється з нулем. В результаті виробляється сигнал $x_3 = 1$, якщо вона більша за нуль, і сигнал $x_3 = 0$ якщо ця сума менша за нуль. Усі три логічні сигнали надходять на логічну схему (ЛЗ), де на основі їх виробляється вихідна логічна функція y , що є рішенням щодо переданого інформаційного символу. Функція, що реалізується ЛЗ, визначається наступним. Якщо сигнали x_1 і x_2 однакові, будь-який з них (нехай сигнал x_1) подається на вихід. Якщо сигнали x_1 і x_2 різняться, на вихід подається сигнал x_3 .

$$y = (x_1 x_2 \vee x_1' x_2') x_1 \vee (x_1 x_2 \vee x_1' x_2') x_3 = x_1 x_2 \vee x_1 x_2' x_3 \vee x_1' x_2 x_3.$$

Нехай передавався сигнал, рівний - $a/2$, що відповідає передачі логічного нуля. При цьому помилка може бути, коли або обидва ПУ вироблять однаковий сигнал «1», або ПУ вироблять різні сигнали, але буде обраний невірний з них.

Розглянемо останню ситуацію. Нехай $x_1 = 1$ і $x_2 = 0$, (або $x_1 = 0$ і $x_2 = 1$). Рішення при цьому прийматиметься за величиною змінної x_3 . При цьому виникне помилка, якщо буде вироблено сигнал $x_3 = 1$ і прийнято рішення, що передавалася логічна одиниця. Ця ситуація відповідає виконанню нерівності:

$$s_1 + s_2 > 0, \text{ тобто } n_1 - a + n_2 - a > 0 \text{ або } n_1 + n_2 > 2a.$$

Гранична лінія між правильним та хибним рішеннями визначиться рівнянням $n_1 + n_2 = 2a$.

Обидві ситуації ілюструються тим самим рисунком 1.2. Розгляд випадку, коли передавалася логічна одиниця, що відповідає рівню $a/2$.

Таким чином, схема не вимагає організації попереднього фазування сигналів, що складаються. Інша перевага проявляється у разі роботи у досить широкій смузі в каналах із селективно-частотними завмираннями [1, 2, 4]. При цьому вплив завмирань рознесених сигналів, що приймаються, на різних частотах проявляються по-різному і незалежно. Взаємне фазове зрушення рознесених сигналів на різних частотах спектра різне. Попереднє фазування перед додаванням не дає результату, при будь-якому взаємному фазовому зрушенні сигналів які складаються якісь області спектру сигналів будуть складатися несинфазно і виграш по відношенню С/Ш буде відсутній. У разі використання після детекторного об'єднання в описаному вигляді таких недоліків немає.

2 ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ ТА МЕТОДИ БОРОТЬБИ З НЕЮ

Використовувані в стільниковому зв'язку дециметрові радіохвилі слабо огинають перешкоди, тобто, поширюються в основному по прямій, але відчувають численні відбиття від навколишніх об'єктів та поверхні, що підстилає. Одним із наслідків такого багатопроменевого поширення є більш швидке, ніж у вільному просторі, зменшення інтенсивності прийнятого сигналу з відстанню. Інше слідство – завмирання та спотворення результуючого сигналу.

В умовах бурхливого зростання абонентської бази, особливо в міському середовищі, мобільному оператору доводиться постійно думати про збільшення пропускної спроможності своєї мережі, зокрема, за рахунок максимально можливого перевикористання наявного частотного ресурсу. Використання тих самих частот великою кількістю базових станцій практично неминуче тягне у себе поява зон інтерференції, що серйозно впливає якість послуг, лояльність абонентів, отже, зрештою з доходу оператора. Тому питання оптимізації мережі стає одним із найважливіших у діяльності стільникового оператора.

Інтерференція виникає як від багатопроменевого поширення радіохвиль, так і від використання тих самих частот великою кількістю базових станцій.

Фактично область істотних відбитків обмежується зазвичай порівняно невеликим ділянкою навколо рухомий станції – близько кількох сотень довжин хвиль, тобто, близько кількох десятків чи сотень метрів. При русі рухомої станції ця область переміщається разом із нею в такий спосіб, що рухома станція постійно залишається поблизу центру області. При складанні декількох сигналів, що пройшли різними шляхами і мають у точці прийому в загальному випадку різні фази, результуючий сигнал може бути як трохи вище середнього рівня, так і помітно нижче, причому провали, або

завмирання сигналу, що утворюються при взаємній компенсації сигналів внаслідок несприятливого поєднання їх фаз та амплітуд, можуть бути досить глибокими. Спотворення результуючого сигналу, або міжсимвольна інтерференція, має місце в тому випадку, коли більш менш синфазні складові сигнали з сумірними амплітудами настільки відрізняються по різниці ходу, що символи одного сигналу «налазять» на сусідні символи іншого. Коливання рівня (завмирання) сигналу, що приймається, практично завжди мають дві складові – швидку і повільну.

Для боротьби з швидкими завмираннями використовуються два основних методи: рознесений прийом, тобто, одночасне використання двох або більше прийомних антен; робота з розширенням спектра – використання стрибків за частотою, і навіть методу CDMA.

Практично за міжсимвольної інтерференції різниця ходу в міських умовах може досягати одиниць мікросекунд. У методі CDMA, при використанні широкосмугових сигналів і рейк-приймачів, найбільш сильні сигнали вирівнюються по затримці і після цього складаються, тому проблема міжсимвольної інтерференції значною мірою знімається. У відносно вузькосмугових системах стільникового зв'язку, використовують метод TDMA, для боротьби з міжсимвольними спотвореннями застосовуються еквалайзери – адаптивні фільтри, що встановлюються в приймальному тракті цифрової обробки сигналів, які дозволяють деякою мірою компенсувати міжсимвольні спотворення. Нарешті, для боротьби з наслідками багатопроменевого розповсюдження, а саме для усунення помилок, зумовлених як завмираннями сигналів, так і міжсимвольною інтерференцією, використовується завадостійке каналне кодування: блочне та згортальне кодування, а також перемежування. Чим більша інтерференція, а це означає менша різниця між рівнем корисного сигналу та сигналу перешкоди, якість радіо з'єднання нижче. У такому разі більше бітів буде передано неправильно, а значить, буде потрібно більше захисних,

надлишкових (redundance) бітів, щоб передана інформація була справно декодована. Так як частотна смуга комунікаційного каналу обмежена, канал може помістити лише певну кількість бітів. Чим нижче якість з'єднання, тим у сукупності бітів буде менше корисних бітів, а більше захисних. Найменша кількість корисних бітів означає і більше часу для передачі певної кількості інформації, що користувач відчує як зменшення швидкості передачі.

У GPRS визначено чотири схеми кодів відповідно до якості радіозв'язку, тобто. залежно від рівня інтерференції однойменних каналів (C/I – Carrier to Interferer ratio).

Зокрема, що стоїть C/I, то нижчий рівень інтерференції однойменних каналів. Для кінцевих користувачів це означає підвищення швидкості передачі.

Ідея рознесеного прийому (англійський термін diversity reception, або просто diversity – рознесення) як заходу боротьби зі швидкими завмираннями полягає в спільному використанні кількох сигналів, що розрізняються (рознесених) за яким-небудь параметром або координатою, причому рознесення має вибиратися таким чином, щоб ймовірність одночасних завмирання всіх використовуваних сигналів було набагато менше, ніж будь-якого одного з них. Іншими словами, ефективність рознесеного прийому тим вища, чим менш корельовані завмирання у складових сигналах. Крім того, важливі технічна реалізованість і простота методу, що використовується. У принципі можливі щонайменше п'ять варіантів рознесеного прийому:

- З рознесенням у часі (time diversity), при цьому використовуються сигнали, зрушені в часі один щодо іншого, цей метод порівняно легко реалізуємо лише у цифровій формі, і покращення якості прийому розмінюється на пропускну здатність каналу зв'язку;

- З рознесенням по частоті (frequency diversity), використовуються сигнали, передані на кількох частотах, тобто, платою є розширення смуги

частот, що використовується;

- З рознесенням по кутку, або за напрямом (angle diversity, або direction diversity); при цьому прийом проводиться на кілька антен з неузгодженими (не повністю перекриваються) діаграмами спрямованості; у цьому випадку сигнали з виходів різних антен корелюються тим слабше, чим менше перекриття діаграм спрямованості, але при цьому одночасно падає і ефективність прийому (інтенсивність сигналу), принаймні для всіх антен, крім однієї;

- З рознесенням по поляризації (polarization diversity), коли, наприклад, дві антени приймають сигнали двох взаємно ортогональних поляризацій; практичного значення цей варіант не має, оскільки в діапазоні НВЧ замирання на різних поляризаціях сильно корельовані;

- З розносом у просторі (space diversity), тобто. з прийомом сигналів на кілька просторово рознесених антен; це єдиний метод, що знаходить практичне застосування, і саме він зазвичай мається на увазі, коли говорять про рознесений прийом.

Для методу просторового рознесення, або, з урахуванням сказаного вище, для рознесеного прийому, необхідні як мінімум дві приймальні антени, встановлені з деяким усуненням одна щодо іншої. Із загальних міркувань, очевидно, що виграш від рознесеного прийому тим більше, чим більше число антен, що використовуються, проте при цьому зростає і складність технічного рішення. Тому практичне застосування знаходить найпростіша система з двома приймальними антенами, і переважно у базових станціях. У рухомих станціях скільки-небудь поширення рознесений прийом не отримав. Істотними характеристиками системи рознесеного прийому є відстань між антенами та спосіб спільного використання сигналів із виходів двох антен. Зі зростанням відстані між антенами кореляція між флуктуаціями рівня прийнятих ними сигналів падає, й у сенсі, що більше рознесення антен, то вище ефективність

рознесеного прийому. Але при цьому зростає і складність технічної реалізації, тому практично рознесення береться мінімально можливим, при якому рознесений прийом вже досить ефективний. Реально з урахуванням, як аналітичних оцінок, і емпіричних даних рознос зазвичай становить близько десятка довжин хвиль, тобто. близько кількох метрів.

Що стосується способів об'єднання сигналів з виходів двох антен, то в принципі можливе як використання одного (сильнішого) з двох сигналів, так і підсумовування обох сигналів – до детекторне (когерентне) або післядетекторне – з рівними вагами або зважуванням, що забезпечує отримання максимуму відношення сигнал/шум.

У випадку двох приймальних антен різниця в ефективності цих способів відносно невелика, і на практиці зазвичай застосовується найпростіший з них – вибір максимального з двох сигналів з комутацією виходу відповідного приймача на вхід тракту подальшої обробки.

На рисунку 2.1 представлено приклад схеми рознесеного прийому на стороні базової станції.

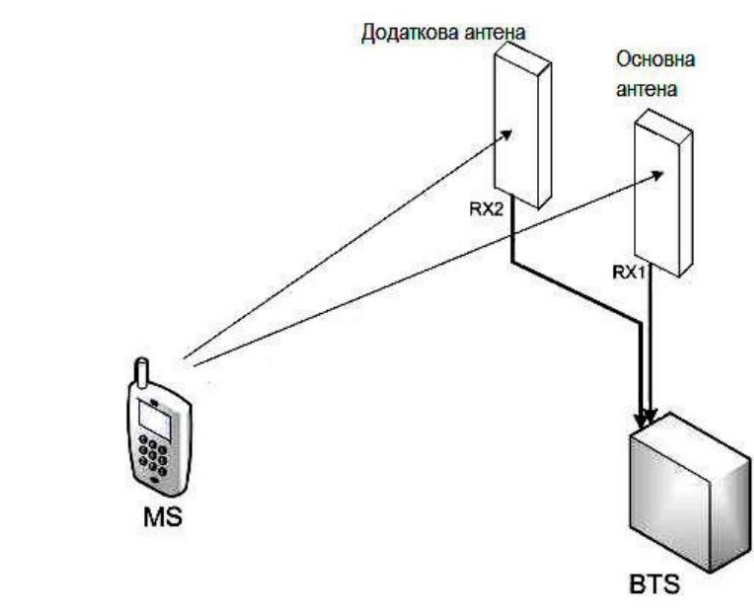


Рисунок 2.1 – Ілюстрація рознесеного прийому

Окрім рознесеного прийому досить часто використовують рознесену передачу.

Ефективність рознесеною передачі (РП) залежить від того, є або

відсутня на передавальній стороні інформація про канал (про вектор $\mathbf{H}$ вагових коефіцієнтів). За наявності такої інформації можлива реалізація адаптивної передачі, узгодженої з каналом.

Припустимо, що передача сигналів ведеться з M антен, тобто в системі є M гілок рознесення. Властивості просторового каналу визначаються вектором-стовпцем $\mathbf{H} = (h_1, h_2, \dots, h_M)^T$ (транспонований вектор-рядок) коефіцієнтів передачі.

Якщо стан каналу невідомий передавачу, то потужність повинна ділитися рівномірно між M передавальними антенами, і прийнятий сигнал буде рівним

$$x(t) = \sqrt{\frac{P_0}{M}} \left(\sum_{p=1}^M h_p \right) d(t) + z(t) \quad (2.1)$$

Згідно з (2.1) для SNR отримаємо, що

$$\rho = \rho_0 \left| \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{p=1}^M h_p \right| \quad (2.2)$$

Таким чином, якщо передавачу невідомий стан каналу, то використання РП шляхом простого поділу потужності між передавальними антенами не змінює ймовірності бітової помилки (2.2). Тому на практиці використовуються різні методи просторової обробки сигналів в передавальних антенах.

2.1 Методи просторової обробки сигналів

Фазова рознесена передача. Фазова РП є найбільш простим видом РП. Кожен імпульс розділяється на дві антени і випромінюється одночасно (рис. 2.2). Однак фаза символу в другій гілці піддається циклічному повороту (свіпування), який еквівалентний зсуву частоти на деяку величину Δf . Наприклад, у відповідності зі стандартом IS-95 для CDMA-систем, тривалість кадру становить 20 мсек. Частотний зсув f вибирається рівний частоті передачі фреймів, тобто $\Delta f = 50$ Гц. Тоді повний поворот фази становить 360° за кожен фрейм, а різниця фаз для сусідніх символів становить $1,875^\circ$. Схему фазової рознесеної передачі наведено на рисунку 2.2.

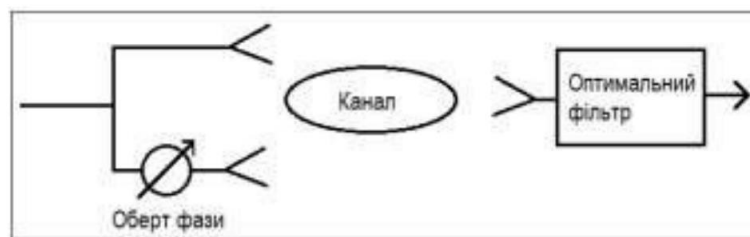


Рисунок 2.2 – Схема фазової рознесеної передачі

Фазова РП призводить до звуження автокореляційної функції завмирань сигналів і до відповідного розширенню спектру флуктуацій каналу. Можлива ще одна інтерпретація збільшення ефективності за рахунок фазового рознесення. Еквівалентний коефіцієнт передачі визначається сумою двох коефіцієнтів передачі, які при достатньому рознесенні антен є некорельовані між собою. Ясно, що при цьому ймовірність глибоких завмирань в еквівалентному каналі стає менше.

Ортогональна рознесена передача. Розглянемо тепер ортогональну РП. Інформаційні символи поділяються на два незалежних потоки. Непарні імпульси випромінюються через першу антену, а парні – через другу. Для розділення цих потоків різні ортогональні між собою кодові

псевдовипадкові послідовності (КПВП) використовуються для модуляції кожного з них, що передбачає їх незалежну обробку за допомогою двох оптимальних фільтрів. Принципова схема системи приймання та передачі для ортогональної РП наведена на рисунку 2.3. Очевидно, що систему з ортогональної РП не можна звести до системи без рознесеною передачі, шляхом введення еквівалентного каналу зв'язку.

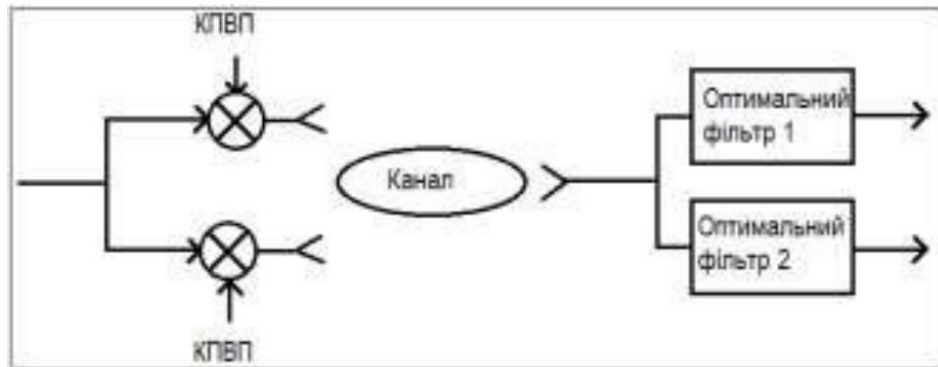


Рисунок 2.3 – Ортогональна рознесена передача

Бітова помилка вихідного потоку пов'язана з бітовими помилками E_1 і E_2 окремих гілок наступним співвідношенням

$$E = \frac{N_e}{N} = \frac{N_{e1} + N_{e2}}{2 \frac{N}{2}} = \frac{1}{2} (E_1 + E_2) \quad (2.3)$$

де N – загальне число переданих біт;

N_e – загальне число помилково прийнятих біт;

N_{e1} і N_{e2} – число помилково прийнятих біт для першої та другої гілки, відповідно

Збільшення ефективності ортогональної РП можна пояснити наступним чином. Якщо відбувається ослаблення сигналів, переданих наприклад, другою антеною (парних символів), то при незалежних флуктуаціях, ймовірність одночасних завмирань непарних символів є малою. Тому після об'єднання вихідних сигналів оптимальних фільтрів в єдиний потік слабкі сигнали будуть чергуватися з сильними.

Адаптивна рознесена передача. Адаптивна РП передбачає, що канал

безперервно оцінюється на приймачі, і канална інформація повідомляється на передавальний кінець лінії, тобто передавач має інформацію про каналні коефіцієнти. Ця інформація передається по зворотному (службовому) каналу. Варіанти адаптивної РП відрізняються один від одного різним завантаженням зворотного каналу.

Принципова схема системи приймання та передачі при адаптивній РП наведена на рисунку 2.4.

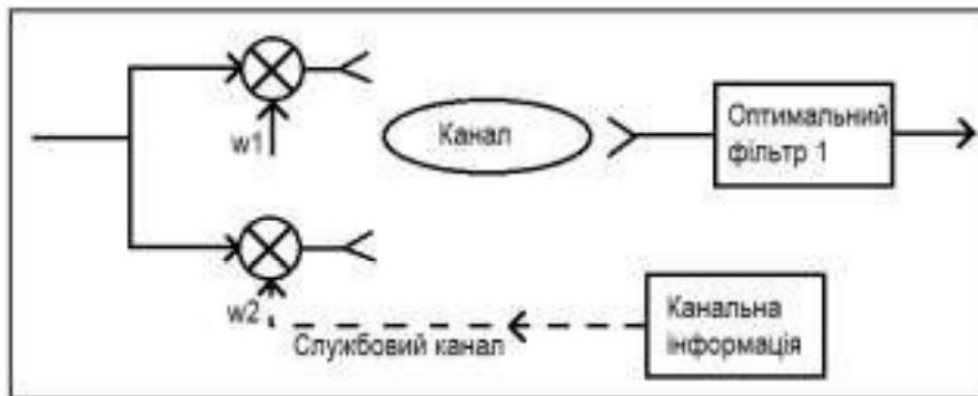


Рисунок 2.4 – Адаптивна рознесена передача

Дана схема використовується у стандарті мобільного зв'язку IS-95 (CDMA).

Просторово-часове решітчасте кодування. Метод ПЧРК поєднує переваги методів просторового рознесення з можливостями виправлення помилок коригувальним кодом при використанні оптимальних алгоритмів декодування, що реалізують одночасно оптимальний алгоритм об'єднання рознесених сигналів. При традиційному коригуючому кодуванні вводиться надмірність в часовій області. У системах з ПЧРК вводиться надмірність і в просторовій області, утвореної декількома передавальними антенами і однією приймальною антеною. При ПЧРК можливе отримання виграшу в завадостійкості за рахунок ускладнення методів передачі та обробки сигналів на прийомі. Для реалізації ПЧРК вибирають згортковий код зі швидкістю $R = k/n$. Кодер такого коду генерує послідовності, що утворюють кодову решітку, за якою в процесі декодування алгоритмом Вітербі ведеться пошук максимально правдоподібного шляху. Символи гілок такого кодеру

$(c_1 \dots c_n)$ подаються на входи передавачів.

На рисунку 2.5 показано модель системи просторово-часового решітчастого кодування

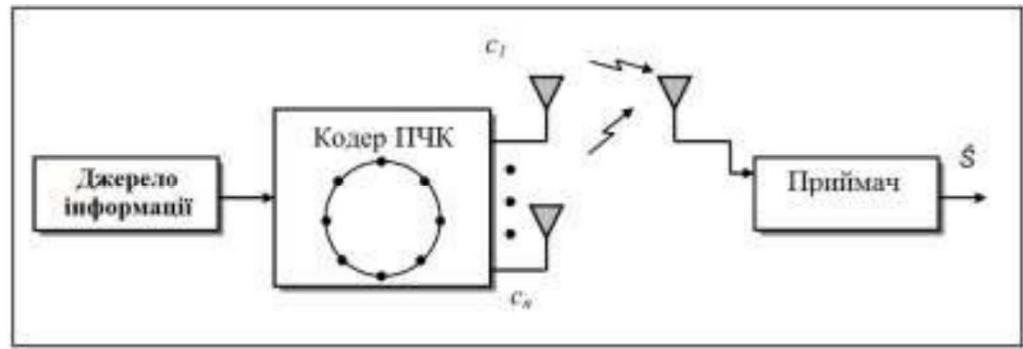


Рисунок 2.5 – Система з ПЧРК

Просторово-часове блокове кодування. Принцип просторово-часового блокового кодування розглянемо на прикладі, структура якого показана на рисунку 2.6. По суті, представлена система кодування в каналі МІМО (2x1). Схема містить дві передавальні антени і одну прийомну антену.

Відповідно з пропозицією автора методу ПВБК S.Alamouti вхідний потік переданих символів s розбивається на пари $[c_1 \ c_2]$, причому, на першому полутактовому інтервалі символ c_1 передається через антену T_1 , а символ c_2 передається через антену T_2 .

На другому полутактовому інтервалі порядок передачі змінюється: через антену T_1 передається інверсія символу c_2 (на рисунку позначений як $-c_2^*$), а символ c_1 передається через антену T_2 (на рисунку позначений як c_1^*). Правило знаходження символів s в вигляді матриці в структурі кодера на рис. 2.6 і є блоковий код Аламоуті.

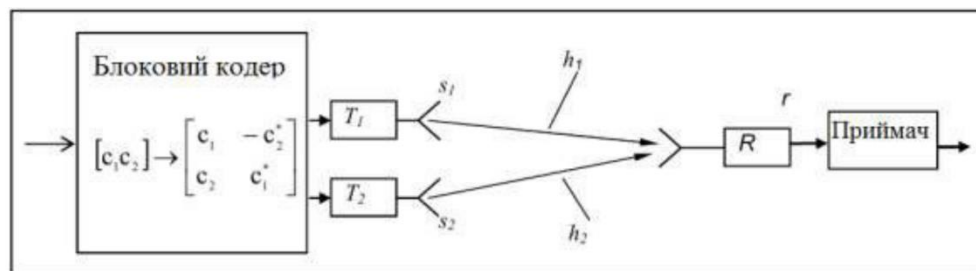


Рисунок 2.6 – Схема блокового кодування

Передбачається, що коефіцієнти передачі каналу на сусідніх інтервалах залишаються незмінними. Тоді результати прийому кодованих таким чином символів на сусідніх інтервалах можна представити так:

$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1, r_2 = -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + n_2 \quad (2.4)$$

де n_1 і n_2 – незалежні відліки адитивного шуму на вході приймача.

Слідуючи загальному матричному вираженню, представимо передані і прийняті сигнали в векторній формі: $c = [c_1 \ c_2]^T$, $r = [r_1 \ r_2]^T$, $n = [n_1 \ n_2]^T$.

Тоді рівняння (2.4) може бути представлено у матричній формі так:

$$r = H \cdot c + n \quad (2.5)$$

де матриця H визначається так:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Вектор n є гауссовський випадковий вектор з нульовим середнім і дисперсією N_0 .

Вважаючи, що всі можливі пари сигналів вибираються для передачі рівновірогідно із множини C , максимально правдоподібну оцінку переданих сигналів можна визначити за правилом:

$$E = \arg \min_{E \in C} \|r - H \cdot E\|^2 \quad (2.7)$$

Це правило декодування може бути спрощене далі, з урахуванням припущення, що матриця каналу H відома і відноситься до класу ортогональних матриць, для якої виконується умова:

$$H H^T = \rho I_2, \text{ де } \rho = |h_1|^2 + |h_2|^2 \quad (2.8)$$

де I_2 – одинична матриця розміру 2×2 .

Утворюємо модифікований вектор прийнятого сигналу

$$r = H^T r = \rho c + n \quad (2.9)$$

де $n = H^T n$ – модифікований вектор шуму.

Тоді правило декодування (2.5) буде мати вигляд:

$$\hat{c} = \arg \min_{\hat{c} \in C} \|\tilde{r} - \rho \cdot \hat{c}\|^2 \quad (2.10)$$

Ортогональні властивості коду призводять до того, що відношення сигнал/шум при винесенні рішень за алгоритмами (2.7) і (2.10) зростає до величини $SNR = \rho E_0 / N_0$. Ця формула свідчить про накопичення енергії сигналу в ρ раз за рахунок просторового рознесення.

Використання стрибків по частоті (frequency hopping) одна із методів розширення спектра, принципово відрізняється від методу розширення спектра з допомогою модуляції прямою послідовністю (direct sequence), яка застосовується у класичному методі CDMA.

Ідея методу стрибків за частотою у тому, що несуча частота кожному за фізичного каналу періодично змінюється, тобто, кожен фізичний канал періодично перекладається новий частотний канал. Оскільки релієвські завмирання є частотно-селективними, то, якщо при роботі на деякій частоті мало місце завмирання, при зміні робочої частоти на 100...300 кГц завмирання з великою ймовірністю не буде. Отже, при досить частих змінах частоти суттєво знижується ймовірність тривалих завмирань, і відповідно у поєднанні з перемежуванням знижується ймовірність групових помилок, а з одиночними помилками можна успішно боротися за допомогою стійкого каналного кодування. Розрізняють повільні та швидкі стрибки по частоті. При повільних стрибках період зміни частоти набагато більше тривалості символу повідомлення, а при швидких стрибках – набагато менше тривалості символу. У практиці стільникового зв'язку застосування стрибків за частотою передбачено стандартом GSM – використовуються повільні стрибки з перемиканням частоти у кожному черговому кадрі. Якщо врахувати, що у кадрі кожному фізичному каналу відповідає один слот, то будь-якого з фізичних каналів така частота стрибків еквівалентна зміні частотних каналів із частотою слотів. Зазначимо, що зміна частоти в межах доступного діапазону може бути як регулярним (циклічним), так і

нерегулярним (псевдовипадковим), причому в останньому випадку може бути обраний будь-який з варіантів псевдовипадковості, що є в наборі. Режим роботи зі стрибками за частотою не обов'язковий і призначається за командою з центру комутації.

Розглянемо еквалайзинг – метод, який використовується у вузькосмугових TDMA-системах стільникового зв'язку для компенсації міжсимвольних спотворень. Термін еквалайзинг запозичений з англійської мови (equalizing – буквально вирівнювання) і має в даному випадку сенс компенсації тієї різниці ходу між складовими променями при багатопроменевому поширенні, що призводить до міжсимвольної інтерференції. Еквалайзер за своєю суттю – це адаптивний фільтр, що налаштовується таким чином, щоб сигнал на його виході був якомога більшою мірою очищений від міжсимвольних спотворень, що містяться у вхідному сигналі.

Найпростіша реалізація еквалайзера (рис. 2.7) – трансверсальний фільтр, подібний до того, що може використовуватися в кодері мови, але з принципово іншим алгоритмом налаштування. Покажемо на простому прикладі, що така схема може принаймні в деяких ситуаціях суттєво послабити міжсимвольні спотворення.

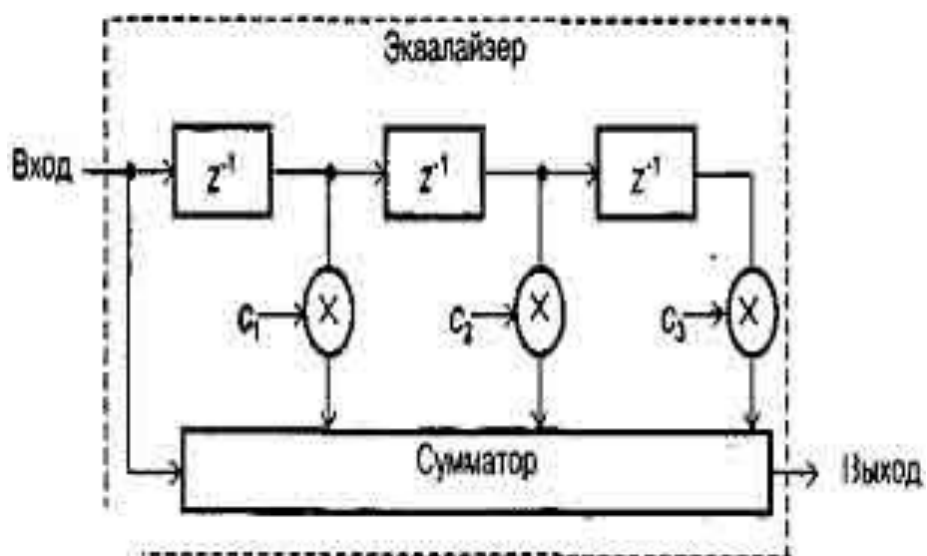


Рисунок 2.7 – Лінійний еквалайзер на базі трансвертального фільтра з трьохелементною лінією затримки

Припустимо, що вхідний сигнал еквайзера складається з основного сигналу – деякої послідовності однобітових символів (одиниць і нулів, перший графік на рис. 2.8, а) та його копії, ослабленої в три рази і зрушеної в часі на тривалість одного символу (другий графік на 2.8, а). Якщо дискрет лінії затримки фільтра дорівнює t , а значення коефіцієнта в першому відведенні $c_1 = -1/3$, то при додаванні вхідного сигналу і сигналу з першого відведення отримаємо наступне (рис. 2.8,б): основний сигнал (перша складова вхідного сигналу) залишається без змін; друга складова вхідного сигналу компенсується першою складовою, затриманою на t (сигналу з першого відведення лінії затримки); друга складова затриманого сигналу дає копію основного, але ослаблену вже в дев'ять разів, затриману на $2t$ і зі зворотним знаком.

Якщо в другому відведенні лінії затримки коефіцієнт $c_2 = 1/9$, то при складанні трьох сигналів – вхідного та двох затриманих – отримаємо постійний основний сигнал та його копію, затриману на $3t$ та ослаблену у 27 разів. Таким чином, в даному прикладі додавання кожного наступного елемента лінії затримки з відповідним значенням коефіцієнта c_1 призводить до послаблення спотворює сигналу втричі і до додаткової затримки його в часі на t .

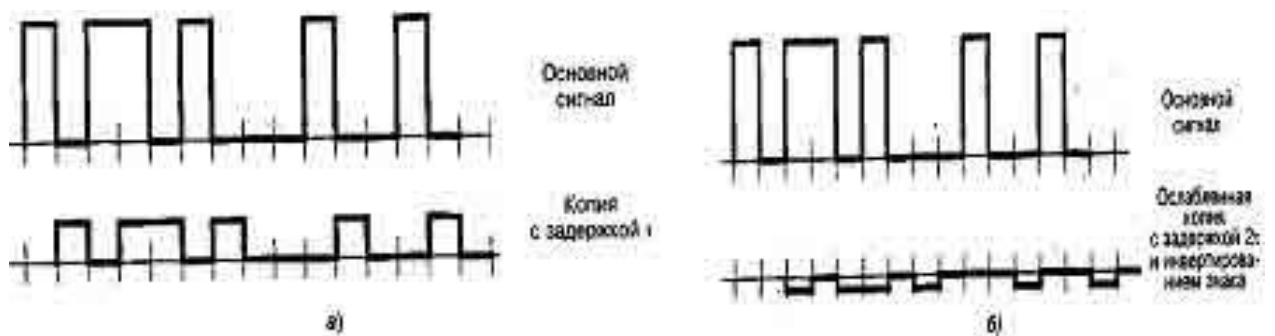


Рисунок 2.8 – Пояснення роботи схеми еквайзера

У реальному житті, зрозуміло, справа складніша, ніж в описаному прикладі: і число променів може бути більше двох, і затримки навряд чи

будуть кратні дискрету лінії затримки, і амплітуди складових сигналів, так само як і їх кількість і затримки, не будуть заздалегідь відомі. Крім того, при переміщенні абонентського апарату вся ця картина постійно змінюється. Тому налаштування фільтра проводиться адаптивно, відповідно до конкретно складається ситуацією, окремо для кожного сегмента мови, що передається в одному слоті ефірного інтерфейсу, з використанням навчальної послідовності, що передається в кожному слоті. Найпростіший алгоритм налаштування фільтра, що мінімізує середньоквадратичну помилку на його виході - стохастичний градієнтний алгоритм, відповідно до якого вектор коефіцієнтів фільтра оновлюється в результаті послідовного застосування рекурентної процедури:

$$C_{k+1} = C_k + \eta e_k X \text{ до } k = 0,1,$$

тут k – номер кроку ітераційного процесу налаштування, X – вектор вибірок вхідного сигналу фільтра, e – сигнал помилки (різниця між переданим символом та його оцінкою на виході фільтра), η – коефіцієнт пропорційності (величина кроку), що визначає швидкість збіжності ітераційного процесу запас стійкості. Наведений алгоритм має повільну збіжність. Практично зручніший так званий рекурсивний алгоритм мінімуму середньоквадратичної помилки, і зокрема його ефективні в обчислювальному відношенні модифікації, що забезпечують більш швидку збіжність. Крім фільтра трансверсальної структури, в еквалайзері може використовуватися і фільтр ґратчастої структури.

Лінійний еквалайзер відносно простий у пристрої, але має недоліки, що виявляються при великих спотвореннях сигналів. Більш досконалими є нелінійні еквалайзери – схема із зворотним зв'язком за рішенням, схема максимально правдоподібного виявлення символів (максимуму апостеріорної ймовірності) та схема максимально правдоподібної оцінки

послідовності; у першій з цих схем можуть використовуватися трансверсальні або ґратчасті фільтри, у другій та третій – трансверсальні. Загальна довжина лінії затримки фільтра повинна відповідати тій різниці ходу променів, для якої бажано компенсувати спотворення, а дискрет лінії затримки повинен бути меншим за тривалість символу. Більш детальний розгляд еквалайзерів виходить за рамки можливостей цієї книги, і ми змушені обмежитися викладеним, пославшись щодо більш докладних деталей на роботи Проакіса і додавши ще зауваження. Блок еквалайзера входить до складу приймального тракту, і його пристрій ніяк не впливає на склад та форму подання інформації, що передається за ефірним інтерфейсом. Тому схема і характеристики еквалайзера як не регламентуються ніякими стандартами, а й взагалі блок еквалайзера може включатися до складу приймального тракту апаратури стільникового зв'язку. Іншими словами, як включення еквалайзера до складу апаратури, так і вибір його схеми є виключно справою компанії-виробника.

3. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОСТОРОВОГО РОЗНЕСЕННІ СИГНАЛУ

3.1 Синтез схем для моделей просторового рознесенні сигналу

Проведемо імітаційне моделювання чотирьох методів отримання результуючого сигналу при просторовому рознесенні сигналу та порівняємо між собою. Розглянемо метод комбінованої обробки цифрових сигналів при рознесеному прийомі, методи додетекторного та післядетекторного складання сигналів, та метод оптимального автовибору.

На рис.3.1 представлена імітаційна модель оптимального лінійного складання сигналів та оптимального автовибору.

Блоком `BernoulliRandomBinaryGenerator` ми задаємо генерацію випадкових двійкових чисел. Блоком `BPSKModulator` задаємо модуляцію. Блок `AWGN` є математичною моделлю каналу з адитивним білим Гаусівським шумом. Блок `BPSKDemodulator` демодулює передану інформацію. У блоці `SliderGain` забезпечує зміну коефіцієнта посилення у процесі розрахунку. У блоці `ADD` здійснюється обчислення суми поточних значень сигналів. У блоці `RelationalOperator` блок порівнює поточні значення вхідних сигналів. У блоці `ErrorRateCalculation` обчислюється можливість появи помилки бітів або символну помилку вхідних даних. У блоці `Constant` задається константа. Блоки `Constant` і `RelationalOperator` утворюють пороговий пристрій виходячи з якого приймається рішення про переданому символі.

На рис. 3.2 представлена імітаційна модель лінійного додавання сигналів.

На рис. 3.3 представлено імітаційну модель комбінованої обробки цифрових сигналів при просторовому рознесенні.

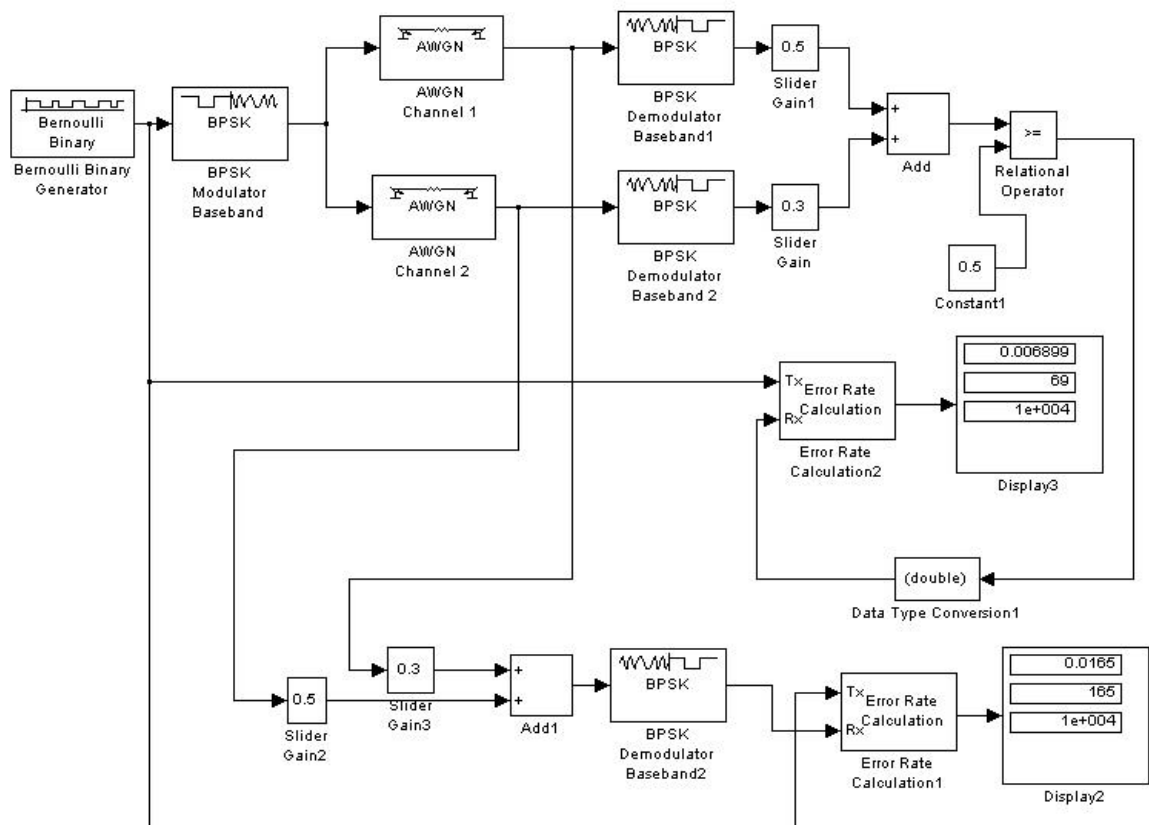


Рисунок 3.1 – Імітаційна модель оптимального лінійного складання сигналів та оптимального автовибору

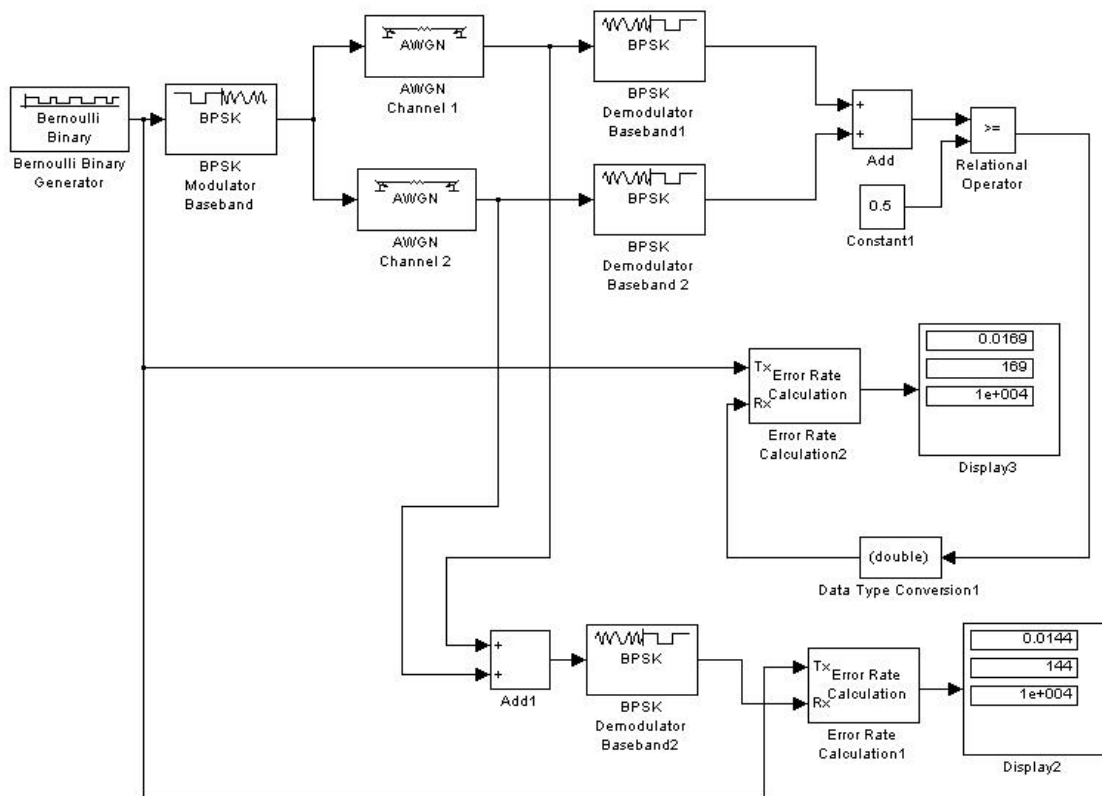


Рисунок 3.2 – Імітаційна модель лінійного складання сигналів

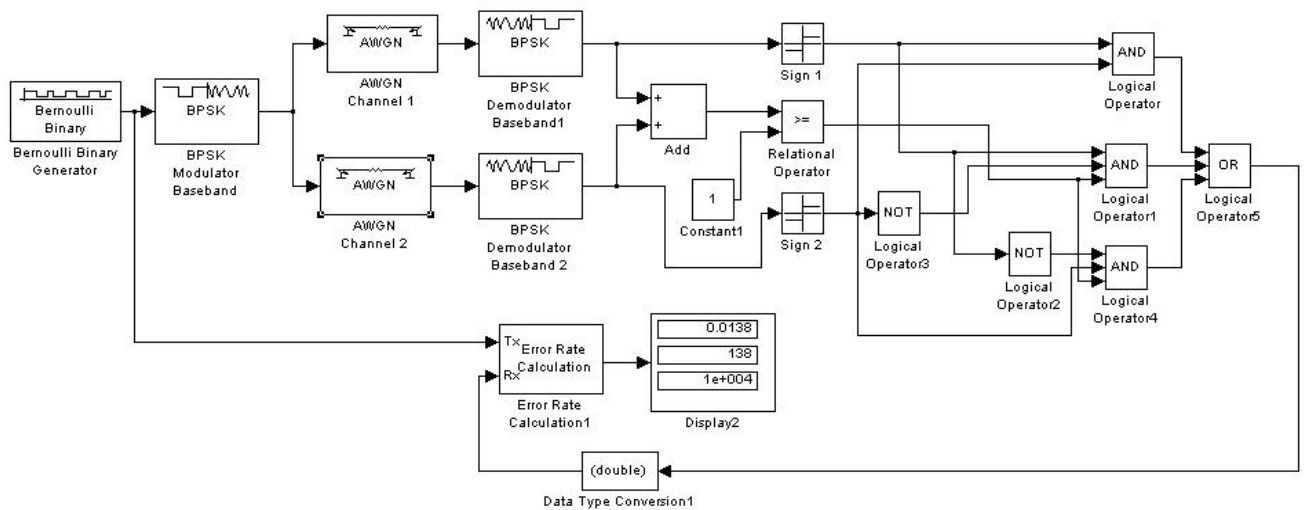


Рисунок 3.3 – Імітаційна модель комбінованої обробки цифрових сигналів при просторовому рознесенні

3.2 Результати моделювання просторового рознесенні сигналу

Було проведено 4 групи випробувань. Для першої групи були задані параметри: відношення SNR у першій гілці рознесення було постійним і дорівнювало 1дБ, а у другій гілці рознесення змінювалося в інтервалі від 1 до 10 дБ з кроком 1 дБ. З отриманих даних було побудовано графік всіх методів отримання результуючого сигналу рис 3.4.

Для другої групи були задані параметри: відношення SNR у першій гілці рознесення було постійним і дорівнювало 3 дБ, а у другій гілці рознесення змінювалося в інтервалі від 1 до 10 дБ з кроком 1 дБ. З отриманих даних було побудовано графік всім методів отримання результуючого сигналу рис. 3.5.

Для третьої групи були задані параметри: відношення SNR у першій гілці рознесення було постійним і дорівнювало 6 дБ, а у другій гілці рознесення змінювалося в інтервалі від 1 до 10 дБ з кроком 1 дБ. З отриманих даних було побудовано графік всім методів отримання результуючого сигналу рис. 3.6.

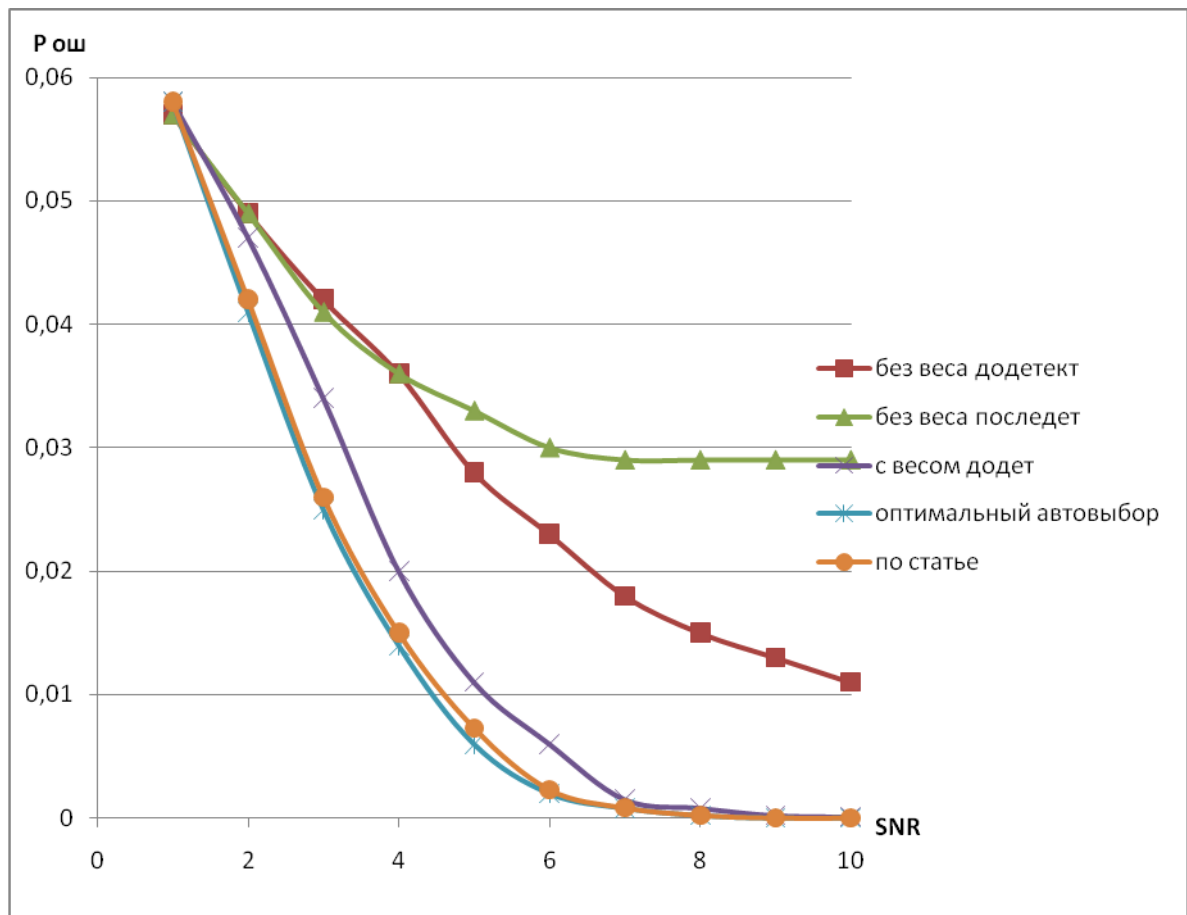


Рисунок 3.4 – Графік ймовірності помилки в залежності від SNR

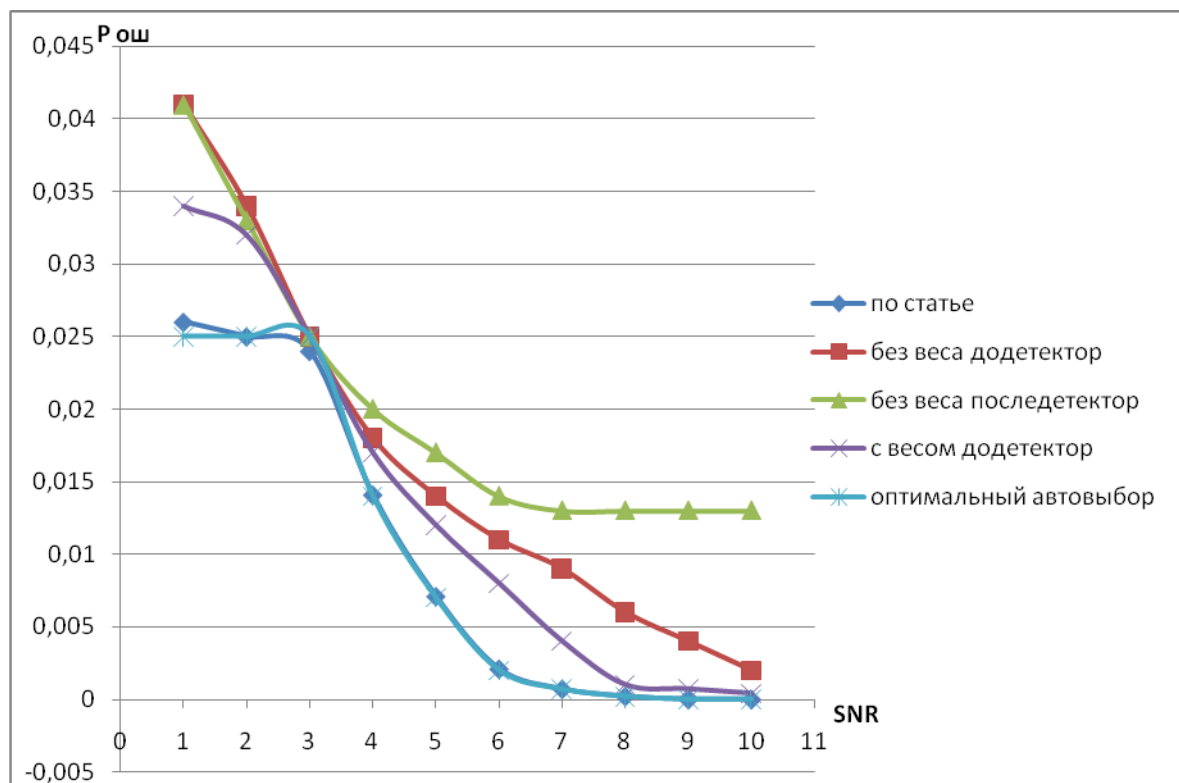


Рисунок 3.5 – Графік ймовірності помилки в залежності від SNR

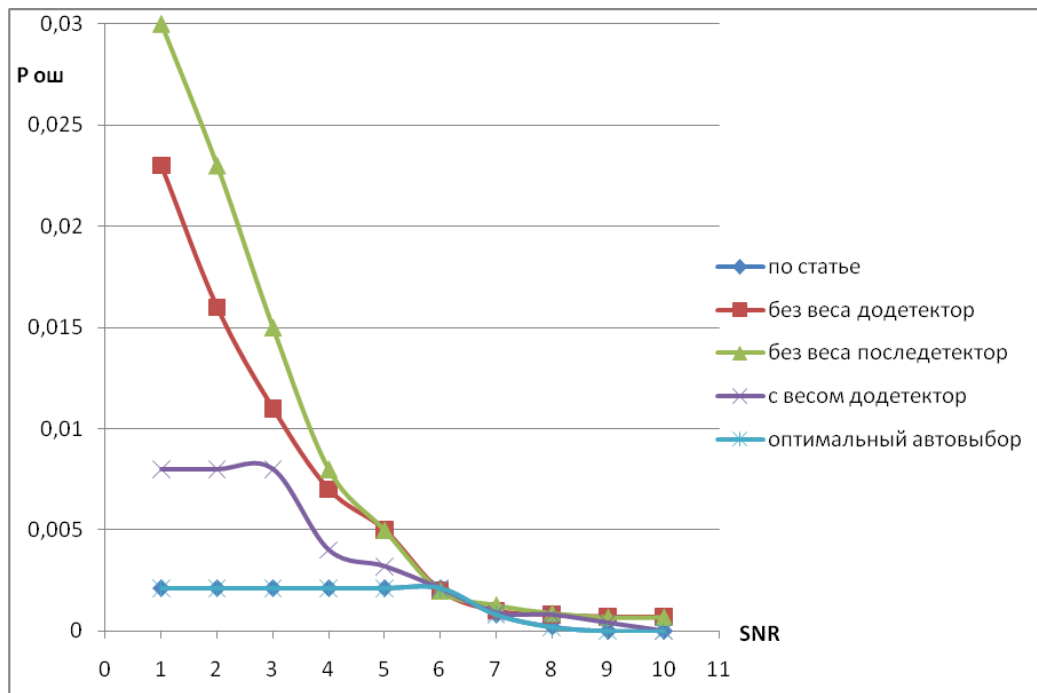


Рисунок 3.6 – Графік ймовірності помилки в залежності від SNR

Для четвертої групи були задані параметри: відношення SNR у першій галузі рознесення було постійним і дорівнювало 9 дБ, а в другій галузі рознесення змінювалося в інтервалі від 1 до 10 дБ з кроком 1 дБ. З отриманих даних було побудовано графік всім методів отримання результуючого сигналу рис. 3.7.

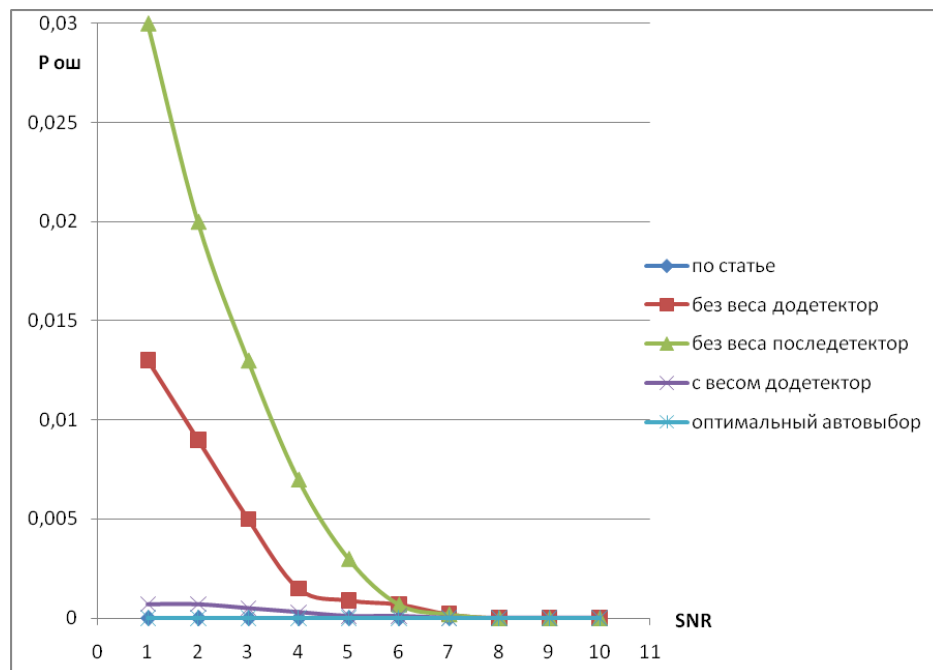


Рисунок 3.7 – Графік ймовірності помилки в залежності від SNR

ВИСНОВОК ДО РОЗДІЛУ

Проаналізувавши отримані дані можна дійти висновків: найменший виграш дає післядетекторне лінійне додавання без вагових коефіцієнтів. У даному методі при малих значеннях SNR в обох гілках рознесення, від 1 дБ до 6 дБ, ймовірність помилки Рош становить не менше 10^{-2} , при значеннях SNR великих 7 дБ можна домогтися Рош. Варто помітити якщо в одній з гілок рознесення буде мале SNR, до 6 дБ, а в іншій більше 6 дБ Рош не зможе досягти значення менше ніж 10^{-2} .

З графіків видно, що нижче розташовується крива додетекторного лінійного складання без вагових коефіцієнтів. Даний метод лише на 1 дБ дає перевагу над післядетекторним лінійним додаванням без вагових коефіцієнтів, так як при складанні гілок з великими шумовими складовими роблять маленький внесок у корисну складову, тим самим не дає значного зменшення помилки при малих SNR. Єдиним плюсом цих двох є простота реалізації, яка не вимагає аналізу гілок рознесення.

Розглянемо оптимальне лінійне додавання: даний метод має на увазі, залежно від шумової складової, кожній із гілки рознесення присвоюється ваговий коефіцієнт з яким надалі він складається. У виконаних експериментах, навіть за малих SNR, кожній гілці присвоювався коефіцієнт. Аналізуючи отримані дані можна зробити висновок: щоб отримати найбільший виграш варто, при малих SNR (до 6 дБ) у гілках рознесення, однієї гілки де найбільше SNR поставити коефіцієнт рівний 1, а іншій гілці поставити коефіцієнт рівний 0, тим самим ми неприпустимо складання гілок з великими шумовими складовими. Виконавши ці дії ми можемо домогтися Рош рівної 10^{-3} , а при SNR великих 6 дБ Рош досягає 10^{-4} . Даний метод складніше реалізувати так як потрібно безперервно вести аналіз усіх гілок рознесення, при нагоді коли затримка одного сигналу щодо іншого стане більш елементарною посилкою, необхідно буде застосовувати ФАПЛ.

ВИСНОВКИ

В ході виконання випускної кваліфікаційної роботи було досліджено завадостійкість різних методів рознесеного прийому сигналів у декаметровому каналі зв'язку, проведено моделювання та порівняння показників якості цих методів.

Для досягнення поставленої мети вирішено наступні задачі:

- проаналізовано методи рознесеного прийому сигналів, обрано найкращі по завадо захищеності;
- оптимізовано алгоритми просторового рознесення по енергетичному виграшу;
- проведено імітаційне моделювання роботи просторового рознесення;
- проаналізовано завадостійкості просторового рознесення в каналі з адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ) та в каналі зі змінними параметрами.

Найменший виграш дає післядетекторне лінійне додавання без вагових коефіцієнтів. У даному методі при малих значеннях SNR в обох гілках рознесення, від 1 дБ до 6 дБ, ймовірність помилки Рош становить не менше 10^{-2} , при значеннях SNR великих 7 дБ можна домогтися Рош. Варто помітити якщо в одній з гілок рознесення буде мале SNR, до 6 дБ, а в іншій більше 6 дБ Рош не зможе досягти значення менше ніж 10^{-2} .

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Системи рухомого зв'язку. Навчальний посібник / О. О. Семенова, А. О. Семенов, В. С. Белов. – Вінниця: ВНТУ, 2017. – 185 с.
2. Швець І.П. Компенсаційні методи захисту від завад у безпроводовій локальній мережі / І.П. Швець // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2017. – № 4. – С. 94-102
3. Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни «Проектування пристроїв на мікроконтролерах і ПЛІС. Моделювання цифрових сигналів засобами Matlab і VHDL» для студентів усіх форм навчання спеціальностей: 125 – «Кібербезпека» (СТЗІ), 151 – «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», 152 – «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка», 163 – «Біомедична інженерія», 171 – «Електроніка», 172 – «Телекомунікації та радіотехніка», 173 – «Авіоніка» / [Електронний ресурс] Упоряд.: І.В. Свид, І.І. Обод, О.В. Воргуль, Л.Ф. Сайківська, О.В. Зубков. – Електронне видання. – Харків: ХНУРЕ, 2019. – 75 с.
4. І.І. Обод, Г.Е. Заволодько, І.В. Свид. Математичне моделювання систем: навчальний посібник. / За редакцією І.І. Обода – Харків : НТУ «ХПІ», Друкарня МАДРИД, 2019. – 268 с.
5. Просторово-рознесена передача сигналів у цифрових тропосферних станціях /Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Повхліб В.С./ Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2020, № 2. – с. 92 – 99.
6. Стрельницький О.О. Розподілена обробка інформації у мережах систем спостереження повітряного простору / О.О. Стрельницький, В.А. Андрусевич // Системи обробки інформації: Збірник наукових праць. – Вип. 2(118). – Х.: ХУПС. – 2014. – С. 69-71.
7. Обод І.І. Порівняльний аналіз двох методів обробки сигналів відповіді запитальних систем спостереження / І.І. Обод, О.О.

Стрельницький, В.А.Андрусевич // Системи обробки інформації: Збірник наукових праць. - Вип.1(117). – Х.: ХУПС. – 2014. – С. 41-43.

8. Булай А.М. Методи підвищення завадостійкості систем вторинної радіолокації: дис. канд. техн. наук: 05.12.17: захищ. 22.01.2007: затвердж. 15.04.2007 /А.М. Булай. – Харків: ХІРЕ, 2007. – 170 с.

9. Радіомережі: Багатоантенні системи, навч. посіб. Для студ. Спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / В.А. Головін, О.О., Шпилька ; КПІ ім. Ігоря Сікорського.– Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 169 с.

10. Дружинін В.А. Динамічні моделі просторово-часової обробки сигналів від джерел радіовипромінювання в умовах рознесеного прийому локаційної інформації / В.А. Дружинін, Ю.М. Бойко, О.І. Єрьоменко, В.І. Корсун. – Вісник Хмельницького національного університету, №2, 2020 – с. 12-25 Conference 28 June 2021.

11. Ю. О. Головін. Основи теорії радіозв'язку теоретичні основи та практичні аспекти: Навч. посібник / Ю. О. Головін, Д. І. Могилевич. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського – 2023. – 248 с.

12. Бондаренко І.М. Системи радіозв'язку. Кн.2, ч.1. Радіолінії зв'язку: Навч. посібник. – Харків.: ХІ ВПС, 2003. 162с.