

## КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

*Бакалавр*

Освітній рівень

Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління

Назва теми

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Шифр і назва спеціальності

Освітня програма «Телекомунікації та радіотехніка»

Шифр КПТР. 2018008.01.05.ПЗ

Виконав: здобувач 4 курсу, група ТР-18-1



Підпис

В.О. СЕМЕНЮК

Ініціали, прізвище

Керівник: д-р техн. наук, проф.



Підпис, дата

Ю.М. БОЙКО

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних  
технологій



підпис

С.К. ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

06 06 2022 р.

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень бакалавр

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ



Завідувач кафедри ТМІТ

Підпис, дата

## ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

СЕМЕНЮКУ Віталію Олеговичу

1 Тема проєкту: Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління  
керівник проєкту БОЙКО Юлій Миколайович, д.т.н, професор.

Затверджено наказом по університету від «01» 03. 2022р. № 18

2 Строк подання здобувачем роботи на кафедру: 20.05.2022р.

3 Вихідні дані до проєкту

Розробити модель каналу передачі з адитивним білим гаусовим шумом для систем зв'язку п'ятого покоління.

В ході виконання кваліфікаційного проєкту:

- розрахувати бюджет каналу для системи зв'язку п'ятого покоління;
- провести моделювання каналу зв'язку у MATLAB;
- дослідити коефіцієнт бітових помилок.

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

1) Аналітичний огляд літературних джерел 2) Аналіз втрат сигналу у каналі зв'язку 3) Модель каналу зв'язку.

5 Перелік графічного матеріалу. 1) Бюджет каналу; 2) Визначення відношення сигнал-шум; 3) Модель транспортного каналу

6 Консультанти розділів кваліфікаційного проєкту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв

7 Дата видачі завдання 01.03.22 р.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) кваліфікаційного проєкту	Термін виконання етапів проєкту	Примітка
1	Вступ. Аналітичний огляд літературних джерел	10.03.22	Вик.
2	Аналіз втрат сигналу у каналі зв'язку	01.04.22	Вик.
3	Модель каналу зв'язку	30.04.22	Вик.
4	Висновки. Презентаційні матеріали за результатами виконання дипломної роботи.	20.05.2022	Вик.

Здобувач

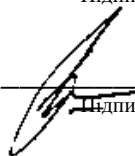


Підпис

В.О. Семенюк

Ініціали, прізвище

Керівник проєкту



Підпис

Ю.М. Бойко

Ініціали, прізвище

## АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційного проєкту:

«Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління».

Автор роботи: Семенюк Віталій Олегович

Керівник роботи: доктор техн., проф. Бойко Юлій Миколайович.

Пояснювальна записка: 69 сторінок, 25 рисунків, 1 таблиця, 14 джерел.

Графічна частина: 4 креслення, 9 презентаційних слайдів.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** КАНАЛ ЗВ'ЯЗКУ, АДИТИВНИЙ БІЛИЙ ГАУСОВИЙ ШУМ, БЮДЖЕТ КАНАЛУ

**Метою кваліфікаційного проєкту** є аналіз втрат сигналу в каналі передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління. Розрахунок бюджету каналу. Моделювання каналу зв'язку у MATLAB. Дослідження коефіцієнта бітових помилок

Проаналізовані втрати сигналу у каналі зв'язку, проведений розрахунок бюджету каналу. Проведене дослідження моделі транспортного каналу низхідної лінії зв'язку у середовищі Матлаб. Відстань між під несучими обрана рівною 15 кГц, задіяні 52 ресурсних блоки з нормальним циклічним префіксом для створення ширини смуги пропускання сигналу 10 МГц. Досліджено залежність коефіцієнту помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK та пропускну спроможність транспортного каналу. Зроблений висновок, що при малих відношеннях сигнал-шум необхідно використовувати модуляцію QPSK – вона дає менший коефіцієнт помилок у блоках і кращу пропускну спроможність каналу зв'язку. Використання модуляції QPSK у транспортному каналі підвищує завадостійкість, але створює високу величину вектора помилки.

В.О. Семенюк  
Ініціали, прізвище здобувача



Підпис, дата



## ЗМІСТ

Вступ.....	7
1 Аналітичний огляд літературних джерел.....	9
1.1 Аналіз математичних моделей каналів зв'язку.....	9
1.2 Вимоги до математичної моделі каналів зв'язку .....	12
1.3 Розробка критеріїв адекватності математичної моделі.....	17
1.4 Розробка математичної моделі каналу зв'язку з білим гаусовим шумом ...	18
1.5 Перевірка адекватності математичної моделі.....	23
Висновки до першого розділу.....	27
2 Аналіз втрат сигналу у каналі зв'язку.....	28
2.1 Визначення відношення сигнал-шум.....	28
2.2 Визначення бюджету каналу.....	32
2.3 Системи зв'язку п'ятого покоління.....	42
Висновки до другого розділу.....	49
3 Модель каналу зв'язку.....	50
3.1 Модель транспортного каналу 5G .....	50
3.2 Модель каналу з врахуванням втрат на шляху розповсюдження.....	57
Висновки до третього розділу.....	66
Висновки.....	67
Перелік джерел посилання.....	68

					<b>КПТР.2018008.01.05 ПЗ</b>						
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління  Пояснювальна записка			Літера	Аркуш	Аркушів	
Розробив		Семенюк В.О								6	
Перевірив		БойкоЮМ.									
Н. контр.		Бойко Ю.М.								<b>ХНУ, гр. ТР-18-1</b>	
Затв.		Бойко Ю.М									

## ВСТУП

В останні роки проводиться дослідження мереж мобільного зв'язку п'ятого покоління (5G) [1], щоб забезпечити підтримку всіх додатків та вимог, передбачених для майбутніх мобільних технологій. Ці програми організовані за трьома основними сценаріями, кожен з яких має ключову основну вимогу. Сценарій покращеного мобільного широкосмугового зв'язку (eMBB) повинен забезпечувати високу швидкість передачі даних, збільшуючи пропускну спроможність мережі у 20 разів у порівнянні з удосконаленим варіантом довгострокового розвитку (LTE). Висока пропускну здатність, що забезпечується eMBB, залежить від широких смуг, доступних на частотах вище 20 ГГц, так званих міліметрових хвиль, а також від приросту пропускну спроможності, що забезпечується масивним множинним входом та множинним виходом (MIMO). Високі робочі частоти дозволяють використовувати невеликі антени.

Наднадійний зв'язок із малою затримкою (URLLC) – ще один важливий сценарій для 5G. Основна вимога – скоротити загальний час відгуку мережі до кількох мілісекунд, що значно менше, ніж затримка в LTE. Зв'язок із малою затримкою буде підтримувати критично важливі програми через 5G, а це означає, що мобільна мережа використовуватиметься для забезпечення контролю у реальному часі над реальними та віртуальними об'єктами. Стійкість до спотворень каналу, що забезпечується потужними схемами прямого виправлення помилок (FEC), має вирішальне значення, оскільки інформаційний спам не може допустити повторних передач із схем автоматичного запиту на повторення (ARQ). Визначення, нещодавно представлені в 3GPP Release 16, розширили кілька функцій 5G NR і представили нові функції, такі як інтегрований доступ і транзитна передача (IAB) для NR в спектрі, що не ліцензується, в діапазонах 5 ГГц і 6 ГГц. підтримка зв'язку та позиціонування Industrial Internet of Things (IIoT), URLLC та Vehicle-to-Everything (V2X). Обладнання користувача (UE) відчуває різне відношення сигналу до завад і шуму (SINR) після обробки на

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		7

кожній піднесучій. У традиційному вузькосмуговому каналі частота блокових помилок (BLER) оцінюється за кривою середнього SINR та середнього BER.

Третій сценарій застосування 5G – масовий зв'язок машинного типу (mMTC), де очікується підключення до мережі великої кількості пристроїв з обмеженою потужністю. Інтернет речей (IoT) збільшить кількість з'єднань до сотень тисяч пристроїв на комірку. Ці пристрої IoT повинні працювати з низьким енергоспоживанням та простими алгоритмами через обмеження за складністю. Неортогональний множинний доступ (NOMA) важливий, щоб гарантувати, що пристрої можуть спільно використовувати доступні блоки ресурсів без складних планувальників, а складність поділу інформації, що надсилається з кожного пристрою, обробляється BS.

Таким чином, дослідження каналу передачі з адитивним білим гаусовим шумом для систем зв'язку п'ятого покоління є актуальним завданням.

Метою кваліфікаційного проєкту є дослідження втрат в каналі передачі. Для виконання роботи було поставлено такі завдання:

- розрахувати бюджет каналу для системи зв'язку п'ятого покоління
- провести моделювання каналу зв'язку у MATLAB.
- дослідити коефіцієнт бітових помилок.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		8

# 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

## 1.1 Аналіз математичних моделей каналів зв'язку

Канал зв'язку з білим Гаусовим шумом, є найбільш поширеною серед моделей каналів зв'язку, що використовуються. Це пов'язано з тим, що незалежно від характеру фізичної лінії зв'язку (вита пара, коаксиальний кабель, оптоволокно, радіоканал, тощо) і ступеня її захищеності від зовнішніх завад, в ній все одно присутній білий Гаусовий шум, що, у свою чергу, пояснюється самою його природою, а саме тим, що він виникає внаслідок теплового руху електронів, який присутній у будь-якому середовищі поширення.

Розглянемо існуючі математичні моделі каналів зв'язку з білим Гаусовим шумом, їх переваги, недоліки та обмеження. На підставі проведеного аналізу обґрунтовується необхідність розробки нової математичної моделі та формується перелік вимог, відповідність яким дозволила б виконувати якісно нові дослідження. Наводиться розробка критеріїв адекватності математичної моделі.

Бездротове середовище не передбачає прокладки кабелів, дозволяє зв'язок з рухомими об'єктами. Найголовніше, зростання попиту на радіохвилі диктує необхідність правильного розуміння способів її поширення, що є передумовою ефективного планування радіомережі. Навколишні споруди, будівлі, автомобілі, люди та орієнтація вулиці впливають на поширення сигналу. Незважаючи на те, що існує багато моделей поширення поза приміщеннями для прогнозування рівнів сигналу і втрат на трасі, що враховують ці фактори, необхідні подальші дослідження втрат, що виникають при попаданні сигналу в будівлі.

На сьогоднішній день, фактично, найбільш поширена лише одна математич-

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ			
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розробив		Семенюк В.О			Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління Аналітичний огляд літературних джерел Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірив		Бойко Ю.М					9	
Н. контр.		Бойко Ю.М.						
Затв.		Підченко С.К						
						ХНУ, гр. ТР-18-1		

на модель для каналів зв'язку з білим Гаусовим шумом, яка базується на використанні точок сигнального простору.

Її суть полягає в перетворенні вихідного вектора даних, що складається з символів початкового алфавіту модулятора, в точки сигнального простору згідно з обраним способом модуляції, накладення білого гаусового шуму на отримані значення і перетворення зашумлених точок сигнального простору у вектор вихідних даних (символів початкової абетки модулятора).

На прикладі системи з багатопозиційною цифровою фазовою маніпуляцією це може бути виражено такими аналітичними виразами:

- перетворення символу вихідного алфавіту модулятора в точку сигнального простору:

$$S_i = e^{\frac{2\pi i}{M^j}},$$

де  $j$  - уявна одиниця,  $M$  - розмір алфавіту модулятора,  $i$  - символ алфавіту модулятора в діапазоні  $[0, M-1]$ ,  $S_i$  - точка сигнального простору.

- накладання білого гаусового шуму на точку сигнального простору:  $R_i = S_i + n$ , де  $n$  - комплексне значення білого гаусового шуму,  $R_i$  - зашумлена точка сигнального простору;

- перетворення зашумленої точки сигнального простору у символ

початкового алфавіту:  $x = \left[ \frac{j \cdot M \cdot \ln R_i}{2\pi} \right] \bmod M$ ,

де  $j$  - уявна одиниця,  $M$  - розмір алфавіту модулятора,  $R_i$  - зашумлена точка сигнального простору [ ] - оператор округлення, mod - за модулем.

Ми бачимо, що дана математична модель дійсно повною мірою описує процес передачі даних по каналах зв'язку з білим гаусовим шумом і при цьому добре підходить для демонстративних цілей (оскільки дозволяє візуалізувати передані та прийняті точки сигнального простору). Однак, незважаючи на

доведену адекватність самої моделі, вона цілком ігнорує процеси, що відбуваються як в середовищі передачі, так і в передавачі та приймачі, що є невід'ємною частиною реальних каналів зв'язку. З одного боку, це призводить до малої кількості математичних операцій, необхідних для виконання процесу моделювання (іншими словами, програмні реалізації цієї моделі мають високу швидкість роботи), але з іншого, сильно обмежує область її застосування.

Таким чином, дана математична модель не дозволяє моделювати та вивчати процеси, що відбуваються в середовищі передачі даних, передавачі та приймачі, що, наприклад, призводить до того, що з її допомогою неможливо перевірити вірність твердження: для багатопозиційної когерентної цифрової частотної маніпуляції у каналі зв'язку з білим гаусовим шумом оптимальним з погляду завадостійкості рознесенням за частотою є  $\Delta F \approx 0,715 \cdot F_s$ , де  $F_s$  – символна частота, на якій працює канал зв'язку [2].

Як альтернативна математична модель можна було б розглянути інтуїтивну векторну математичну модель каналу зв'язку з білим Гаусовим шумом (базується на уявленні часових процесів у каналах зв'язку у вигляді часових векторів – серій відліків з часовими мітками), однак не дивлячись на уявну простоту цієї математичної моделі, на сьогоднішній день не існує жодного її повноцінного формального опису, а існуючі реалізації занадто приватні і, як правило, застосовні тільки для специфічних типів каналів зв'язку.

Модель однобічної випадкової функції визначається виразом:

$$R_x(\tau) = \int_0^{\infty} N_x(f) \cos(2\pi f\tau) df \qquad N_x(f) = \begin{cases} 2W_x(f), & f \geq 0 \\ 0, & f < 0 \end{cases}$$

Відповідно до цих виразів, графіки різних кореляційних функцій приведено на рисунку 1.1.

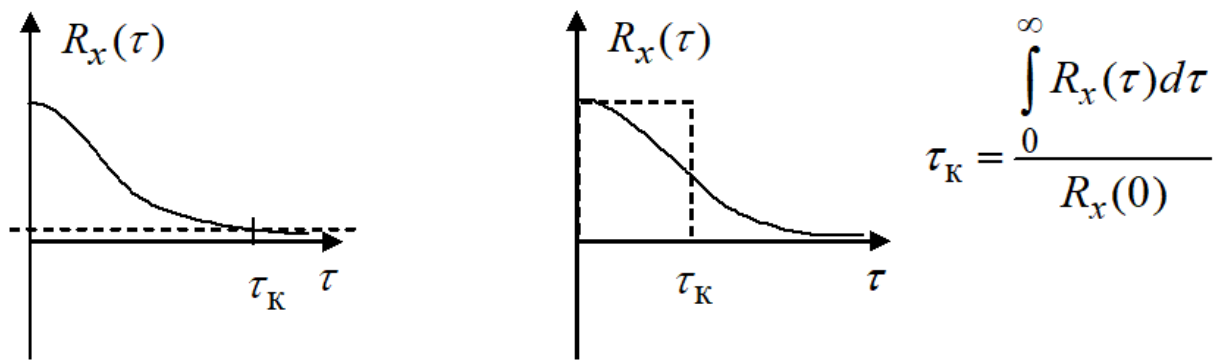


Рисунок 1.1 – Кореляційні функції випадкових процесів з різними інтервалами кореляції

Швидке завмирання називають багатопроменевим завмиранням, оскільки воно в основному викликане багатопроменевими відображеннями хвиль, що передаються локальними розсіювачами, такими як будівлі, побудовані людиною, або природними перешкодами.

Рівень сигналу в приймачі може змінитися навіть на десятки децибелів за дуже короткий проміжок часу. Відстань когерентності сигналу дорівнює відстані між місцями, де кореляція зі швидким завмиранням незначна. Відстань когерентності сигналу дорівнює половині довжини хвилі несучої  $f = 2$  ГГц  $\Rightarrow$  відстань когерентності  $= c/(2*f) = 7,5$  см. Час когерентності дорівнює часу, за який мобільна станція проходить відстань когерентності

Час когерентності залежить від швидкості мобільної станції. При визначенні розміру комірки/бюджету посилення враховується швидке зникнення через певний запас (запас швидкого згасання).

## 1.2 Вимоги до математичної моделі каналів зв'язку

В результаті аналізу існуючих математичних моделей каналів зв'язку з білим гаусовим шумом був зроблений висновок про необхідність розробки нової

математичної моделі, яка дозволила б вивчати і моделювати не тільки процес передачі даних загалом, а також фізичні процеси, що відбуваються всередині окремих компонентів самого каналу зв'язку (передавач, середовище передачі, приймач).

Виходячи з цього, можна сформулювати наступний набір вимог, яким повинна відповідати розроблювана математична модель:

1) математична модель повинна бути адекватною - що математична модель має бути актуальною, а дані отримані з її допомогою повинні відповідати теоретичним (важається, що результати вірні) і емпіричним даним, отриманим з допомогою інших математичних моделей (за умови, що достовірно відомо, що ці математичні моделі адекватні). Наприклад, математична модель інтегратора може бути представлена у вигляді рис. 1.2.



Рисунок 1.2 – Математична модель інтегратора

Модель відповідає математичному виразу:  $K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$ .

2) математична модель має мати фізичну реалізацію - ще одна очевидна, однак не менш необхідна, вимога, яка говорить про те, що математична модель повинна бути реалізованою з використанням сучасних технічних засобів (наприклад, як комп'ютерна програма або модель в деякому комп'ютерному середовищі моделювання) і повинна давати результат, за умови адекватної реалізації, за прийнятну кількість часу (іншими словами, тривалість процесу моделювання з використанням сучасних технічних засобів не повинна перевищувати термін, за який результати моделювання можуть втратити

актуальність). Наприклад, математична модель модулятора може бути представлена у вигляді рисунку 1.3.

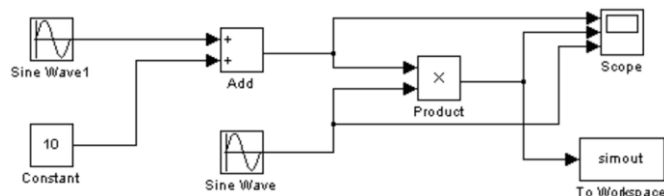


Рисунок 1.3 – Математична модель модулятора

3) математична модель повинна дозволяти виконувати моделювання процесу передачі даних в цілому - незважаючи на інші обмеження і вимоги, які можуть накладатися на математичну модель для отримання яких-небудь специфічних властивостей, вона повинна бути застосовна для моделювання процесу передачі даних по каналу зв'язку з білим гаусовим шумом в цілому (наприклад, для вивчення ймовірностей бітових та/або символічних помилок для різних способів модуляції даних у певних діапазонах значень відношення сигнал-шум). Наприклад, математична модель імпульсного сигналу з широким спектром може бути представлена у вигляді рисунку 1.4.

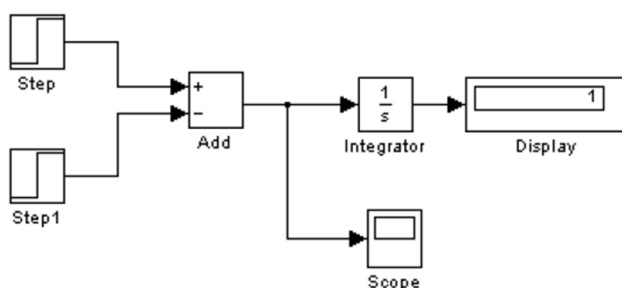


Рисунок 1.4 – Математична модель імпульсного сигналу з широким спектром

4) математична модель повинна дозволяти виконувати моделювання процесів, що відбуваються в передавачі і, при необхідності, давати можливість впливати на них - якісно нова властивість математичної моделі (у порівнянні з

розглянутою вище математичною моделлю), суть якого полягає в тому, що математична модель повинна включати передавач, який відповідає за перетворення вхідних даних у сигнали, які будуть використані для подальшої передачі даних до приймача, дозволяти спостерігати за процесами, що відбуваються в ньому, і при необхідності давати можливість впливати на них для отримання нових експериментальних даних. Наприклад, математична модель смугового фільтра передавача може бути представлена у вигляді рисунку 1.5.

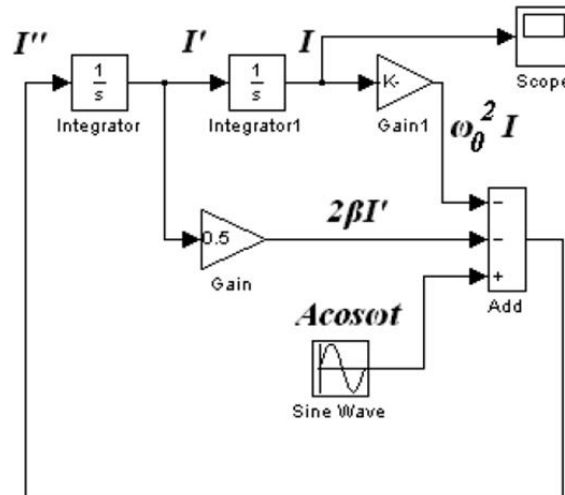


Рисунок 1.5 – Математична модель смугового фільтра передавача

5) математична модель проводить моделювання процесів, що відбуваються безпосередньо в середовищі передачі даних і, при необхідності, давати можливість впливати на них - якісно нова властивість математичної моделі (порівняно з розглянутою вище математичною моделлю), суть якого полягає у включенні середовища передачі даних безпосередньо в математичну модель таким чином, щоб була можливість спостерігати за процесами, що відбуваються в ній і давати можливість впливати на них. Наприклад, математична модель нелінійного елемента може бути представлена у вигляді рисунку 1.6.

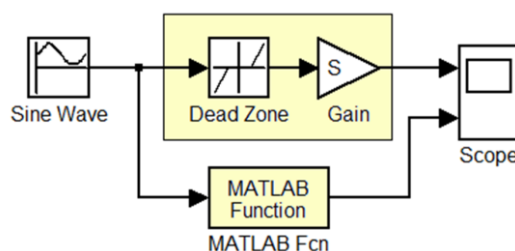


Рисунок 1.6 – Математична модель нелінійного елемента

б) математична модель повинна дозволити виконувати моделювання процесів, що відбуваються в приймачі, і при необхідності давати можливість впливати на них - якісно нова властивість моделі (у порівнянні з розглянутою вище математичною моделлю), суть якої в тому, що математична модель повинна включати в себе приймач, який відповідає за розпізнавання і декодування зашумлених сигналів, отриманих з лінії зв'язку, таким чином, щоб була можливість спостерігати за процесами, що відбуваються в ньому і, при необхідності, давати можливість впливати на них. Наприклад, математична модель детектора на вході приймача має вигляд рисунку 1.7.

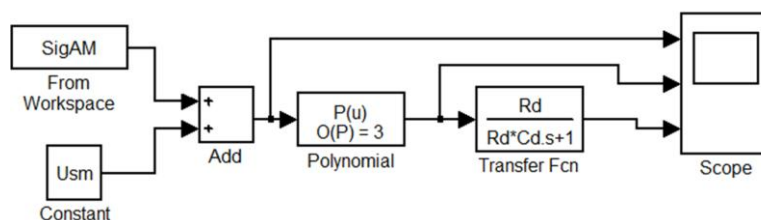


Рисунок 1.7 – Математична модель детектора на вході приймача

Приклад математичної моделі вибіркової ділянки кола, рисунок 1.8.

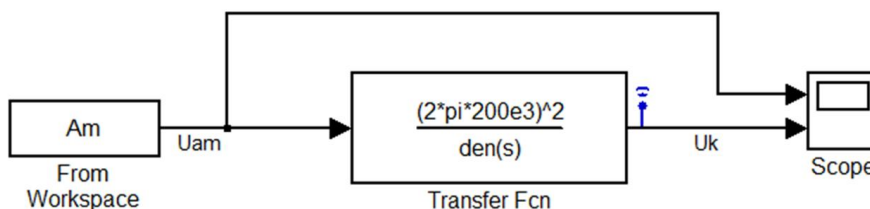


Рисунок 1.8 – Математична модель вибіркової ділянки кола

7) математична модель повинна бути розширюваною - властивість математичної моделі, яке свідчить про те, що вона не повинна бути обмежена

вказаними компонентами, а повинна мати можливість розширення для застосування в більш широкій області.

Виходячи з цього, модель повинна бути застосована в широкому колі завдань. Однак, виходячи з 4-го і 5-го пунктів перелічених вимог виходить, що математична модель такого роду не може широко використовуватись. Іншими словами, не існує такого аналітичного виразу, яким могла б бути описана бажана математична модель так, щоб вона була застосовна для будь-якого завдання без будь-яких доопрацювань та/або адаптацій.

У зв'язку з цим, передбачувані реалізації можуть бути обмежені певними типами приймачів і передавачів, однак повинні описувати можливості розширення.

### 1.3 Розробка критеріїв адекватності математичної моделі

В якості необхідних і достатніх критеріїв, відповідність яким дозволило би прийняти позитивне рішення щодо питання адекватності математичної моделі каналу зв'язку з білим гаусовим шумом, можна назвати наступні:

1) Візуалізація процесів, що відбуваються в передавачі, лінії зв'язку і приймачі повинна відповідати очікуваним згідно з теоретичними положеннями про ці процеси. Наприклад, математична модель смугового сигналу, що розповсюджується між передавачем і приймачем може бути представлена у вигляді рисунку 1.9.

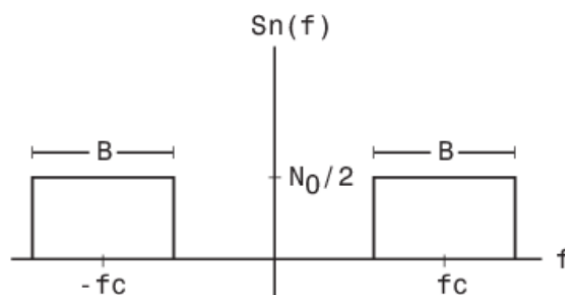


Рисунок 1.9 – Математична модель смугового сигналу,

що розповсюджується між передавачем і приймачем

2) залежності імовірності символної помилки, побудовані за математичною моделлю, повинні відповідати очікуваним теоретичним даним. (рис. 1.10).

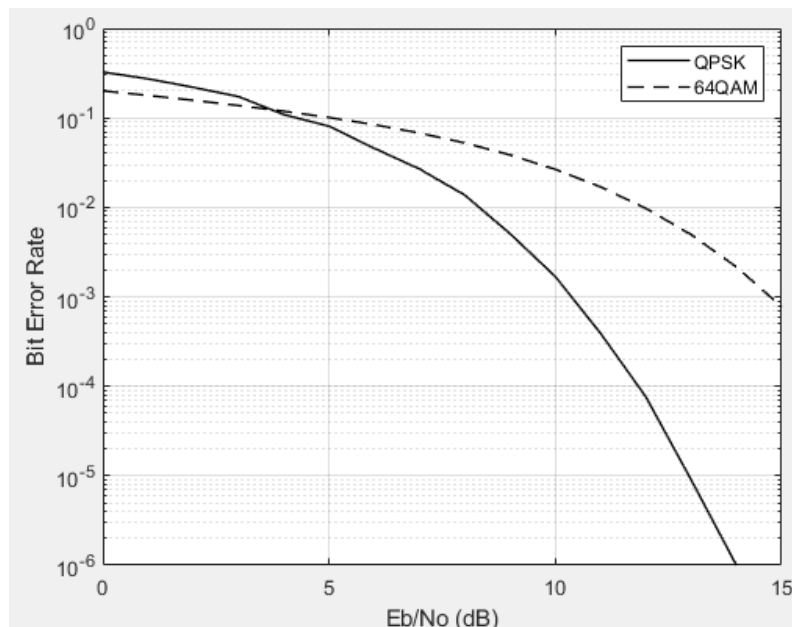


Рисунок 1.10 – Залежності імовірності символної помилки

#### 1.4 Розробка математичної моделі каналу зв'язку з білим гаусовим шумом

Проведемо розробку математичної моделі каналу зв'язку з білим гаусовим шумом, що відповідає заданим критеріям. Запропонована математична модель апробується в задачах моделювання каналів зв'язку з використанням не кодованих багатопозиційних цифрових фазових маніпуляцій та когерентної цифрової частотної маніпуляції. Проводиться перевірка адекватності розробленої математичної моделі. .

Обмежимося розробкою математичної моделі для наступних окремих випадків:

1) передавач (спосіб модуляції): багатопозиційний цифровий фазовий маніпулятор (модулятор); когерентний багатопозиційний цифровий частотний маніпулятор (модулятор);

2) приймач (демодулятор): універсальний кореляційний (тобто такий приймач, який може прийняти будь-який сигнал за умови, що йому відома вся інформація про ансамбль повідомлень використовуваних передавачем).

Багатопозиційна цифрова фазова маніпуляція та когерентна багатопозиційна цифрова частотна маніпуляція обрані з тієї причини, що є фундаментальними способами модуляції, які використовуються і до цього дня.

Кореляційний приймач обраний у зв'язку з тим, що серед існуючого на сьогоднішній день різноманітності приймачів, що застосовуються в тих чи інших областях, кореляційний приймач є найбільш досконалим і є основою оптимальних приймачів для сучасних телекомунікаційних систем [1].

В якості основи для математичної моделі, що розробляється, візьмемо стандартне векторне представлення каналу зв'язку:  $R_i(t) = s_i(t) + n(t)$ , де  $R_i(t)$  – прийнятий сигнал в момент часу  $t$ ,  $s_i(t)$  – переданий сигнал в момент часу  $t$ , а  $n(t)$  - значення білого гаусового шуму в момент часу  $t$ .

Слід зазначити, що оскільки моделюється безпосередньо реальний фізичний процес, всі значення є дійсними числами.

Основною ідеєю запропонованої математичної моделі є нормалізація енергії переданого сигналу до одиниці. Це призведе до того, що незалежно від характеру використовуваних способів модуляції, білий гаусовий шум накладатиметься на всі передані сигнали рівномірно. Це актуально для таких способів модуляції як, наприклад, цифрова квадратурна амплітудна маніпуляція і цифрова амплітудно-фазова маніпуляція (також відома як цифрова асинхронна фазова маніпуляція), при використанні яких, потенційно, можлива ситуація, коли різні сигнали (сигнал, що представляє символи алфавіту) мають різну потужність і, відповідно, енергію, що, у свою чергу, може призвести до того, що при моделюванні білий шум може бути накладений неправильно.

Спектральна густина потужності білого гаусового шуму описується наступним виразом:

$$S(f) = \frac{hf}{2 \left( 2^{\left( \frac{hf}{kT} \right)} - 1 \right)}, \text{ де } h - \text{ постійна Планка (Дж}\cdot\text{с), } k - \text{ постійна Больцмана}$$

( $\frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ ),  $T$  - температура (в Кельвінах),  $f$  - частота (Гц),  $S(f)$  - спектральна густина потужності для заданої частоти і температурі  $T$ . Таким чином, при кімнатній температурі  $T=300\text{К}$ , білий гаусовий шум зберігає до 90% від свого максимуму до частоти  $f = 2 \cdot 10^{12}$  Гц. Враховуючи, що для використовуваних на поточний день телекомунікаційних систем ця частота не досяжна, при моделюванні існуючих каналів зв'язку можна застосувати, що якою б не була частота дискретизації, вплив білого шуму буде зберігатися. При моделюванні теоретичних телекомунікаційних систем, які можуть працювати в терагерцовому діапазоні і вище, необхідно враховувати наведену вище формулу спектральної густини потужності для визначення степені впливу білого гаусового шуму на сигнали передавача.

Величина білого гаусового шуму, що впливає на сигнал, який передається в момент часу  $t$ , визначається наступним виразом:  $n(t) = N(0, \sigma^2)$ , де  $N$  - функція нормального розподілу для заданих математичного очікування і дисперсії,  $\sigma^2$  - дисперсія шуму.

У свою чергу, дисперсія білого гаусового шуму визначається виразом:  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ , де  $N_0$  - спектральна густина потужності шуму.

Енергія одного символу алфавіту модулятора дорівнює  $E_s = R_m R_c E_b$ , Де  $R_m = \log_2 M$  - кількість біт, які приходяться на одне повідомлення модулятора,  $R_c$  - кодова частота (наприклад, для не кодованих каналів дорівнює 1, а для кодованих каналів додають 50% надлишкових даних - 0.5),  $E_b$  - енергія, що припадає на 1 переданий біт.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{R_m R_c E_b} = \frac{E_s}{R_m R_c 2\sigma^2} = \frac{1}{2R_m R_c \sigma^2}$$

Звідки визначаємо дисперсію білого шуму:  $\sigma^2 = \frac{1}{2R_m R_c \frac{E_b}{N_0}}$

Для відповідності описаному вище представленню каналу зв'язку, передані сигнали повинні бути нормалізовані до одиничної енергії. Іншими словами

$s_i(t) = \frac{s_i^*(t)}{\sqrt{E_{si}}}$ , де  $s_i^*(t)$  - початковий сигнал,  $E_{si} = \int_0^T s_i(t) dt$  - енергія  $i$ -го сигналу.

Для когерентної цифрової багатопозиційної частотної маніпуляції описаний вище вираз має такий вигляд:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \frac{A \cos(2\pi f_i t)}{\sqrt{E_{si}}} = \frac{\sqrt{2P} \cos(2\pi f_i t)}{\sqrt{E_{si}}} = \frac{\sqrt{PT} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_i t)}{\sqrt{E_{si}}} = \\ &= \frac{\sqrt{E_{si}} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_i t)}{\sqrt{E_{si}}} = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_i t) \end{aligned}$$

Виходячи з того, що потужність сигналу дорівнює  $P_{si} = \frac{A^2}{2}$ . Слід зазначити, що отриманий вираз є виразом для  $i$ -ої базисної функції для заданої модуляції.

Для цифрової багатопозиційної фазової маніпуляції описаний вище вираз має такий вигляд:

$$s_i(t) = \frac{A \cos(2\pi f_c t + \Theta_i + \Theta_0)}{\sqrt{E_{si}}} = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \Theta_i + \Theta_0)$$

виходячи з того, що потужність сигналу дорівнює  $P_{si} = \frac{A^2}{2}$ .

При необхідності з отриманого виразу можна отримати базисні функції для заданого типу модуляції шляхом нескладних тригонометричних перетворень:

$$\begin{aligned}\sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \Theta_i + \Theta_0) &= \cos(\Theta_i) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \Theta_0) - \\ &\quad - \sin(\Theta_i) \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t + \Theta_0)\end{aligned}$$

Ортонормальні базові функції цифрової фазової маніпуляції:

$$\varphi_1 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \Theta_0)$$

$$\varphi_2 = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t + \Theta_0).$$

Оптимальний кореляційний приймач, що розпізнає прийняті сигнали за принципом максимальної правдоподібності, повинен мати повну інформацію про вихідний ансамбль повідомлень передавача і може бути описаний наступним аналітичним виразом:  $i = \arg \max_{0 \leq i \leq M-1} \int_0^T r(t) s_i(t) dt$ , де  $r(t)$  - прийнятий сигнал,  $s_i(t)$  - еталонний сигнал з ансамблю передавача відповідає символу вхідного алфавіту  $i$ ,  $T$  – тривалість символу,  $i$  - прийнятий символ.

## 1.5 Перевірка адекватності математичної моделі

Розроблену математичну модель було реалізовано за допомогою комп'ютерної мови програмування Python. З використанням цієї реалізації було виконано моделювання цифрової багатопозиційної фазової маніпуляції та когерентної цифрової багатопозиційної частотної маніпуляції. Розроблена математична модель є адекватною і придатною використання у наукових дослідженнях, т.к. отримані ймовірності помилки збігаються з теоретичними.

Проведемо моделювання завад. Завади сигналам – це додавання небажаних сигналів до корисного сигналу, що є поширеною проблемою у багатьох системах зв'язку. Деякі приклади завад:

- співіснування сигналів 5G і LTE в тих самих або схожих смугах частот призводить до того, що один сигнал створює завади іншому сигналу;
- сигнали від вторинної базової станції, що створюють завади сигналу від первинної базової станції на мобільному пристрої;
- завади від сусіднього супутника виникають, коли наземна приймальна антена приймає значні рівні сигналів від променів сусідніх супутників;
- завади виникають, коли супутник приймає та ретранслює сильний висхідний сигнал від вторинної наземної станції.

Моделювання таких сценаріїв завад дозволяє аналізувати їх вплив на продуктивність системи та розробляти стратегії пом'якшення наслідків.

Розглянемо приклад моделювання висхідної лінії мобільного зв'язку. Канал зв'язку складається з висхідного каналу від наземної станції до супутника, який діє як ретранслятор, і низхідного каналу до іншої наземної станції без будь-якої обробки на рівні бітів. Супутниковий ретранслятор приймає первинний сигнал і сигнал, що заважає, від вторинної наземної станції. Об'єднаний сигнал ретранслюється супутником, приймається та обробляється на наземній станції.

Блок Multiband Combiner забезпечує ефективний підхід до поєднання основних та заважаючих сигналів в основній смузі частот. Блок Multiband Combiner інтерполює два сигнали, щоб результуюча частота дискретизації

сигналів гарантувала відсутність накладання спектрів, коли сигнали зсунуті за частотою, щоб змодельовати завади. Потім він застосовує зазначені частотні зміщення до сигналів та поєднує їх в один сигнал. Блок дозволяє моделювати різну кількість спектральних перекриттів для імітації інтерференції різного ступеня важкості.

Кожен із двох сигналів основної смуги частот має смугу пропускання 500 кГц, як показано у спектрі Tx Signal Spectrum. Параметр Frequency offsets блоку Multiband Combiner налаштований на спектральне модельне перекриття 100 кГц. Це спектральне перекриття видно спектрі сигналу Rx, який показує спектри сигналів, отриманих на супутниковому ретрансляторі і приймачі наземної станції.

Коефіцієнт помилок по бітах, що дорівнює 0, показує, що продуктивність системи не погіршується через таку кількість завад. Крім того, сукупність прийнятих сигналів на приймачі наземної станції добре згрупована навколо еталонної сукупності QPSK основного сигналу з низьким середньоквадратичним значенням EVM (величина вектора помилки). Simulink модель системи зв'язку приведена на рисунку 1.11.

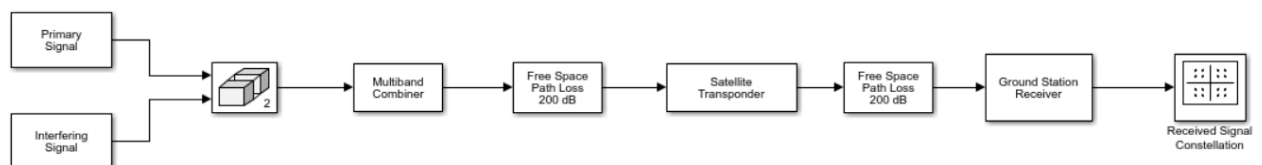


Рисунок 1.11 – Simulink модель системи зв'язку

Розглянемо моделювання дії завад в каналі з адитивним білим гаусовим шумом. Констеляційна діаграма сигналу на виході передавача (рисунок 1.12).

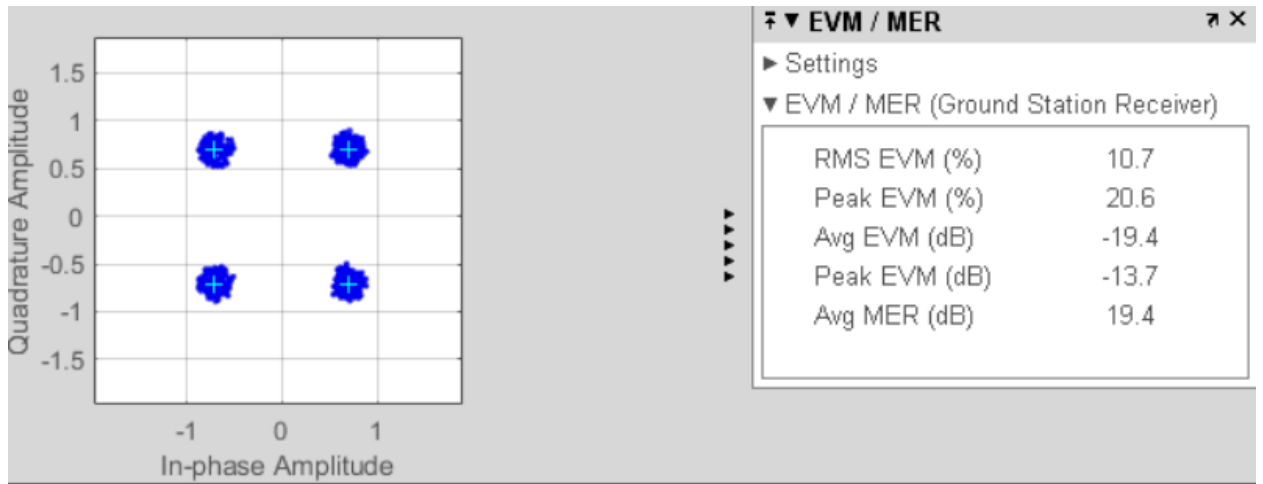


Рисунок 1.12 – Констеляційна діаграма сигналу на виході передавача

Спектр сигналу на виході передавача приведений на рисунку 1.13

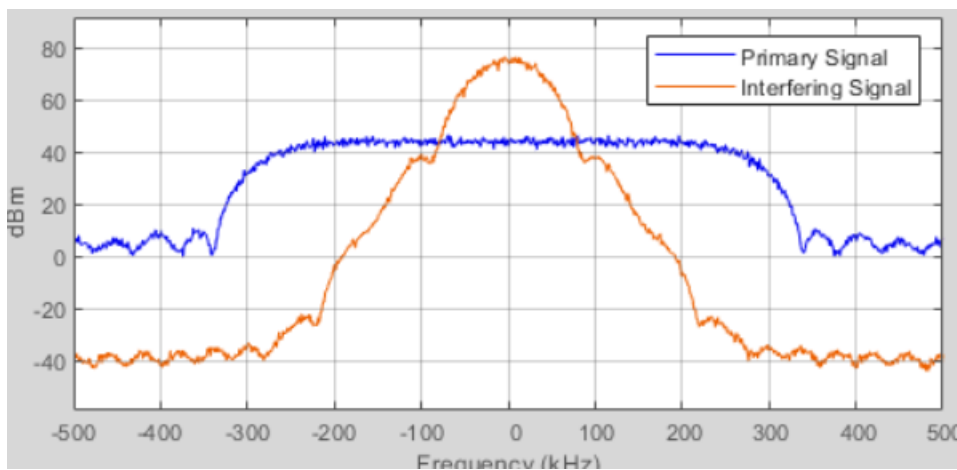


Рисунок 1.13 – Спектр сигналу на виході передавача

Спектр сигналу на вході приймача приведений на рисунку 1.14.

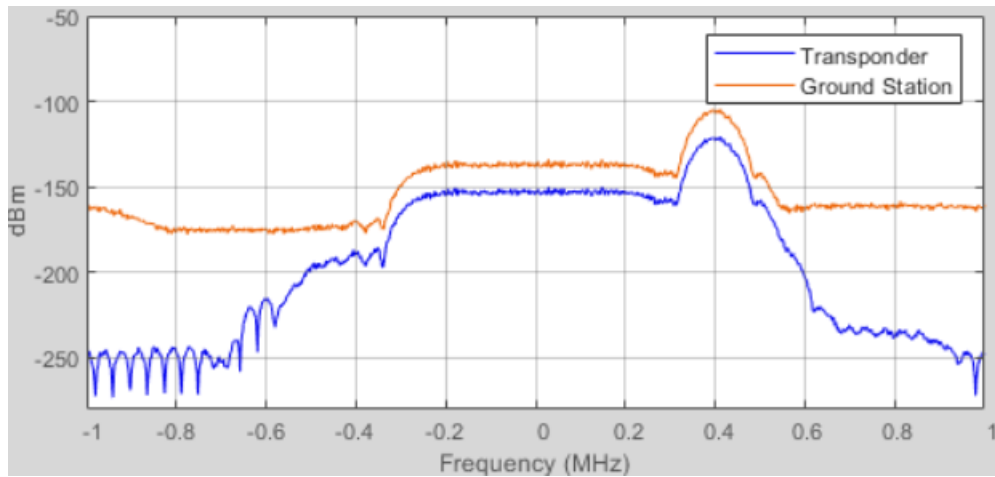


Рисунок 1.14 – Спектр сигналу на вході приймача

Збільшити ефект інтерференції, збільшивши спектральне перекриття між двома сигналами. Підвищені завади погіршують продуктивність системи, про що свідчить ненульова частота помилок по бітах і більш розосереджене сузір'я сигналів, що приймаються з більш високим середньоквадратичним значенням EVM (величина вектора помилки), як показано на рисунку 1.15.

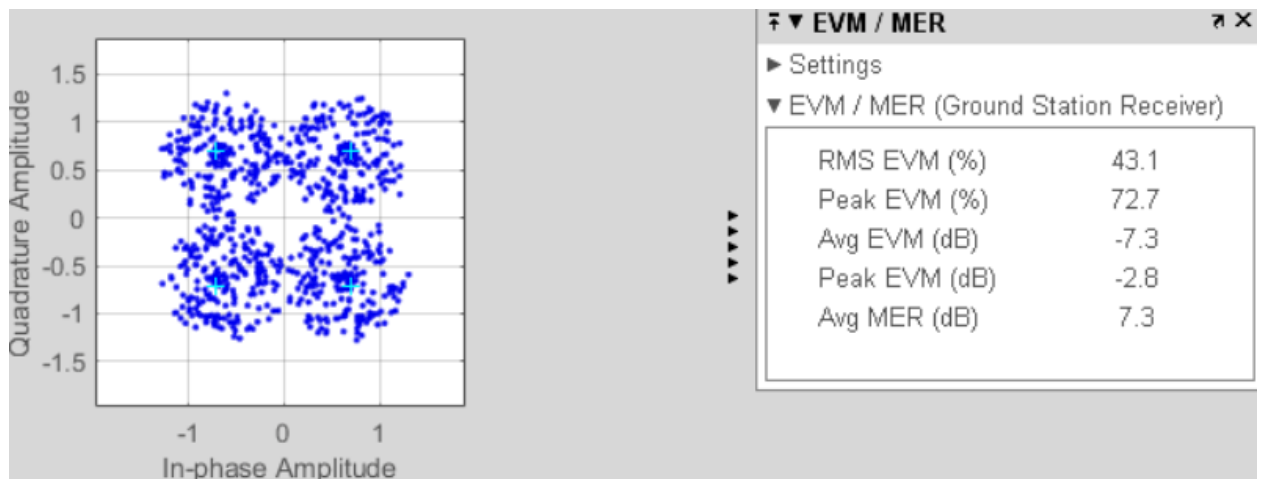


Рисунок 1.15 – Констеляційна діаграма сигналу на вході приймача

Блок Multiband Combiner включає необхідну обробку інтерполяції, частотного зсуву та поєднання сигналів, необхідних для імітації різних сценаріїв завад. Інші способи вивчення інтерференції з цією моделлю включають:

- використання сигналів основної смуги частот з різною смугою пропускання;
- ввімкнення та вимкнення завад за допомогою перемикача у підсистемі «Сигнал завад»;
- моделювання більше двох сигналів основної смуги частот і більше одного сигналу, що заважає;
- моделювання різної кількості завад шляхом встановлення параметрів блоку Signal Aggregator відповідним чином.

Моделювання різних підходів для мінімізації впливу завад на супутниковий ретранслятор та приймач наземної станції.

Коли параметр Output Sample rate options встановлений на 'Auto', блок Multiband Combiner інтерполює вхідні сигнали таким чином, що частотний вміст вихідних сигналів не спотворюється після того, як вони зміщені частотою. Ви також можете інтерполувати вхідні сигнали основної смуги частот до бажаної швидкості перед використанням блоку Multiband Combiner і встановити для параметра "Параметри частоти дискретизації виводу" значення "Вказати через властивість", встановити частоту дискретизації виводу на те саме значення, що і "Частота дискретизації введення" , що вимкнуті вбудовану інтерполяцію.

### **Висновки до першого розділу**

Існуючі математичні моделі каналів зв'язку з білим гаусовим шумом мають ряд обмежень, через які вони не можуть бути застосовні для вивчення низки процесів, що відбуваються в каналах зв'язку. Враховуючи результати проведеного аналізу було сформовано та обґрунтовано перелік вимог до бажаної математичної моделі. Був розроблений набір критеріїв для оцінки адекватності математичної моделі, яка могла б відповідати описаним вимогам.

## 2 АНАЛІЗ ВТРАТ СИГНАЛУ У КАНАЛІ ЗВ'ЯЗКУ

### 2.1 Визначення відношення сигнал-шум

Передавач випромінює сигнал у вільний простір, де до нього додається адитивний білий гаусів шум (AWGN), який в області частот має безперервний рівномірний спектр. Під час розповсюдження сигналу відбувається його загасання і спотворення, що ускладнює демодуляцією OFDM. Рівень зашумленості сигналу характеризують відношенням сигнал-шум (SNR). Визначають SNR як середнє значення SNR для елемента ресурсу (EP) на приймальну антену. EP визначаються у сітці ресурсів (тобто у частотній області). Для досягнення бажаного SNR у прикладах вводиться еквівалентний рівень шуму у часовій області.

$$SNR = \frac{S_{ep}}{N_{ep}}$$

$S_{ep}$  і  $N_{ep}$  – середня потужність сигналу на EP на приймальну антену та середня потужність шуму на EP на приймальну антену відповідно.  $N_{ep}$  моделює AWGN, який додається до сигналу. Для сигналу  $x$  із дискретним перетворенням Фур'є (DFT)  $X$  теорема Парсеваля стверджує:

$$\sum_{n=1}^{N_{FFT}} |x_n|^2 = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{k=1}^{N_{FFT}} |x_k|^2$$

$N_{FFT}$  - довжина БПФ. Розділіть рівняння на  $N_{FFT}$  щоб отримати середню

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ			
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розробив		Семенюк В.О			Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління Аналіз втрат сигналу у каналі зв'язку Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірив		Бойко Ю.М					28	
Н. контр.		Бойко Ю.М.				ХНУ, гр. ТР-18-1		
Затв.		Підченко С.К						

потужність сигналу за виразом:

$$s = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{n=1}^{N_{FFT}} |x_n|^2 = \frac{1}{N_{FFT}^2} \sum_{k=1}^{N_{FFT}} |x_k|^2 = \frac{1}{N_{FFT}} X_{RMS}^2$$

У 5G досліджуваний сигнал не використовує всі елементи ШПФ (або елементів ресурсів) через захисні смуги або заповнення нулями. Крім того, виділення сигналу може займати лише частину доступної сітки. Якщо сигнал використовує лише  $K_s$  бітів (або елементів ресурсів) ШПФ, потужність сигналу

$$s = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{n=1}^{N_{FFT}} |x_m|^2 = \frac{1}{N_{FFT}^2} \sum_{k=1}^{K_s} |X_k|^2 = \frac{K_s}{N_{FFT}^2} X_{RMS}^2$$

де  $K_s$  - кількість елементів ресурсів на символ OFDM.

Потужність сигналу на елементів ресурсів становить:

$$S_{RE} = \frac{S}{K_s}$$

Потужність шуму на елемент ресурсів визначається виразом:

$$N_{RE} = \frac{N}{N_{FFT}}$$

Оскільки шум додається в часовій області, шум займає всі комірки, а не лише виділені елементам ресурсів (ER). Отже, потужність шуму  $N$  поділяється на  $N_{FFT}$ , а не  $K_s$ . Зважаючи на ці визначення, відношення сигнал-шум буде визначатись виразом:

$$SNR = \frac{S_{RE}}{N_{RE}} = \frac{\frac{K_S}{K_S N_{FFT}^2} X_{RMS}^2}{\frac{N}{N_{FFT}}} = \frac{X_{RMS}^2}{N_{FFT} N}.$$

Приклади посилань 5G Toolbox припускають, що  $X_{RMS}^2 = 1/N_{Rx}$ , де  $N_{Rx}$  - кількість антен приймача. Це припущення означає, що загальна потужність по всіх антенах дорівнює одиниці.

$$SNR = \frac{\frac{1}{N_{Rx}}}{N_{FFT} N} = \frac{1}{N_{Rx} N_{FFT} N}$$

Потужність шуму на вході демодулятора OFDM дорівнює:

$$N = \frac{1}{N_{Rx} N_{FFT} SNR}$$

Щоб згенерувати шум потужністю  $N$  масштабуйте комплексні випадкові вибірки на  $N_0$  відповідн до виразу:

$$N_0 = \sqrt{\frac{N}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2 N_{Rx} N_{FFT} SNR}}$$

Множник 2 у цьому рівнянні враховує складну природу вибірок шуму. Цей коефіцієнт масштабування передбачає, що середньоквадратичне значення елемента ресурсу сигналу дорівнює  $X_{RMS}^2 = 1/N_{Rx}$ . Це припущення який завжди застосовується під час використання каналу поширення.

Канал поширення вводить ряд ефектів, таких як кореляція, поляризація антени та коефіцієнт підсилення антенного елемента. Визначення SNR відповідає SNR, вимірюваному без каналу із завмираннями і коли  $X_{RMS}^2 1 / N_{Rx}$ .

Використання каналу розповсюдження вимагає наступне:

- встановлення для властивості NormalizeChannelOutputs об'єктів каналу значення true нормалізує вихідні дані каналу за кількістю приймальних антен, так що  $X_{RMS}^2 1 / N_{Rx}$ , як передбачається під час виведення;

- встановлення властивості NormalizePathGains об'єктів каналу у значення true встановлює загальну потужність середнього підсилення тракту на 0 дБ;

- визначення SNR не враховує жодних ефектів каналу.

Перевірка відношення сигнал-шум. Відбувається перевірка рівняння, отриманого у попередньому розділі. Оскільки введене визначення відношення сигнал/шум не бере до уваги будь-які ефекти каналу, ця перевірка не включає канал розповсюдження. На рисунку 2.1 показана установка для вимірювання відношення сигнал/шум елемента ресурсів на кожну антену.

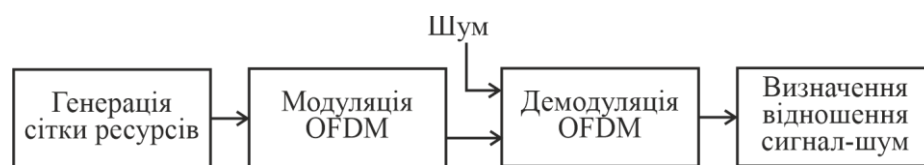


Рисунок 2.1 – Модель для вимірювання відношення сигнал/шум

Ця установка реалізує наступні кроки:

- генерація сітки ресурсів із фізичними символами загального каналу низхідної лінії зв'язку (PDSCH);

- OFDM-модуляція сітки ресурсів;

- генерація адитивного білого гаусового шуму A(WGN);

- OFDM-демодуляція прийнятого сигналу і шуму окремо;

- вимірювання потужності сигналу та шуму на елемент ресурсів;

- обчислення та відображення відношення сигнал-шум.

Розподіл шуму на вході приймача показаний на рисунку 2.2.

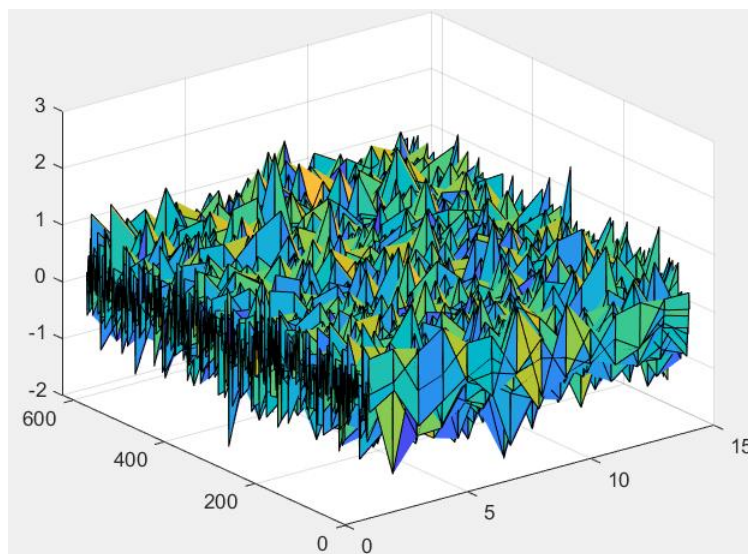


Рисунок 2.2 – Розподіл шуму на вході приймача

Для моделювання ми обираємо: дві антени на боці передавача і дві антени на боці приймача; відстань між під несучими 15 кГц; фізичний спільний канал низхідної лінії зв'язку. При відношенні сигнал-шум, рівним 0,05 дБ отримуємо, що потужність сигналу на вході приймача -33 дБм на обох антенах

## 2.2 Визначення бюджету каналу

Бюджет каналу є розрахунок загального підсилення та втрат у системі, щоб зробити висновок про рівень прийнятого сигналу ( $RxSL$ ) у приймачі ( $UE$ ). Потім рівень отриманого сигналу порівнюється з чутливістю приймача ( $RxS$ ), щоб перевірити, чи стан каналу відповідає потрібним вимогам, або є незадовільним.

Стан каналу — «Пройдено», якщо рівень сигналу ( $RxSL$ ) кращий, ніж чутливість приймача ( $RxS$ ), інакше — «невдало». На рисунку 2.3 показано деякі приклади значень, що ілюструють різні входні параметри, що використовуються для розрахунку бюджету каналу:

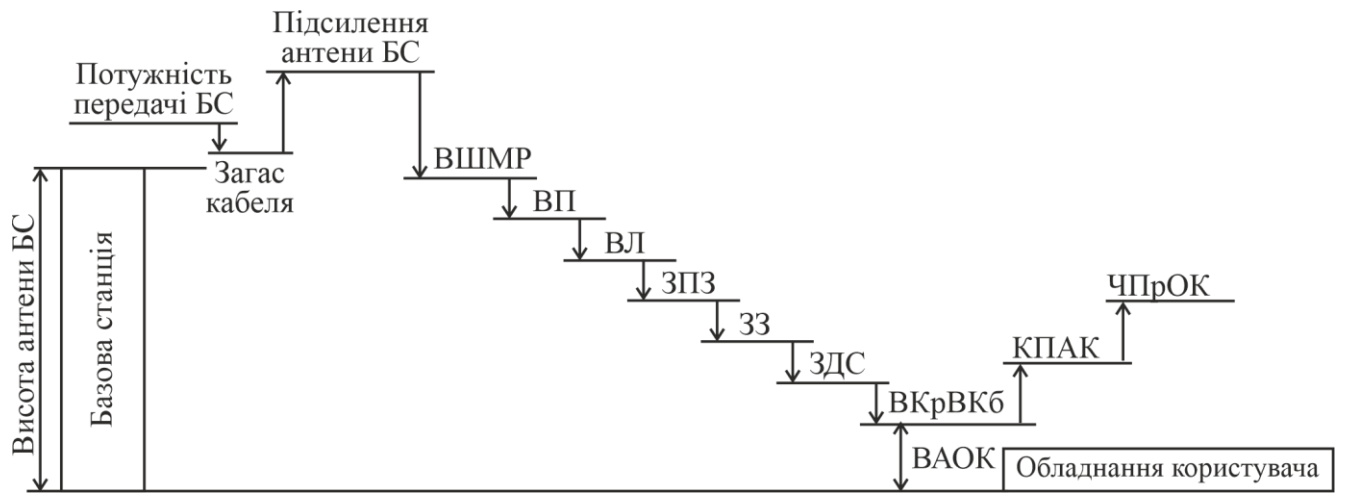


Рисунок 2.3 – Модель визначення бюджету каналу (ВШМР – втрати на шляху за моделлю розповсюдження сигналу; ВП – втрати сигналу на проникнення; ВЛ – втрати у листях; ЗПЗ – запас на повільні завмирання; ЗЗ – запас потужності на втрати від завад; ЗДС – запас потужності на втрати від дощу або снігу; ВКрВКб – втрати сигналу у корпусі та кабелі зв'язку; ВАОК – висота антени обладнання користувача; КПАК – коефіцієнт підсилення антени обладнання користувача; ЧПрок – чутливість приймача обладнання користувача)

Відстань 2D (базова станція gNB – мобільна станція).

Наступна формула використовується для розрахунку рівня сигналу на вході приймача для визначення бюджету каналу 5G:

$R_{xSL}$  – рівень сигналу на вході приймача.

$$R_{xSL} \text{ (дБм)} = \text{потужність передачі gNodeB (дБм)} - 10 \cdot \log_{10} (\text{кількість піднесучих}) + \text{підсилення антени gNodeB (дБі)} - \text{втрати в кабелі gNodeB (дБ)} - \text{втрати на трасі (дБ)} - \text{втрати при проникненні (дБ)} - \text{втрати листя (дБ)} - \text{втрати затінення корпусу (дБ)} - \text{запас завадостійкості (дБ)} - \text{запас дощу/льоду (дБ)} - \text{запас повільного згасання (дБ)} - \text{втрати затінення корпусу (дБ)} + \text{підсилення антени UE (дБ)} \quad (2.1)$$

Розрахункове значення RxSL становить -77 дБм, а чутливість приймача (RxS) дорівнює -93. Стан каналу – «Пройдено». Зазвичай найгіршим каналом є висхідний канал, і рекомендується розрахувати бюджет низхідного та висхідного каналів окремо, а потім розглянути канал з найбільшими втратами. Втрати на шляху залежать від середнього згасання сигналу, залежить від відстані.

Для розрахунку втрат на шляху (PL) нам необхідно використовувати відповідну модель розповсюдження для 5G (У 5G використовуються тривимірні моделі поширення, визначені стандартом. Моделі міської забудови, розповсюдження у вільному просторі та інші, розширені до 0,5–100 ГГц.

Наприклад, якщо ми розглянемо модель UMa для випадку прямої видимості (LOS), формула втрат на шляху виглядатиме так:

PL- втрати на шляху визначаються виразом:

$$PL = 28,0 + 22 * \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f_c) \quad (2.2)$$

Це ясно з наведеної вище формули, і для розрахунку втрат на шляху нам потрібна інформація «*d*», яка є відстанню між передавачем і приймачем (радіус комірки) та центральну частоту (*f<sub>c</sub>*). Якщо радіус комірки відповідає максимальному діапазону комірок, то втрати на шляху відповідатимуть максимально допустимим втратам на шляху (MAPL).

Як тільки ми дізнаємося значення втрат у тракті, можна розрахувати рівень сигналу, який буде порівнюватися з чутливістю приймача.

Чутливість приймача (RS) залежить від потужності теплового шуму (дБм), коефіцієнта шуму (дБ), порога демодуляції SINR (дБ). Чутливість приймача (RS) розраховується за такою формулою:

$$RS \text{ (дБм)} = \text{Коефіцієнт шуму (дБ)} + \text{Тепловий шум (дБм)} + \text{SINR (дБ)} \quad (2.3)$$

Тепловий шум розраховується за такою формулою:  $K * T * BW$ , де "K" - постійна Больцмана, "T" - температура в Кельвінах, а "BW" - ширина смуги.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		34

Коефіцієнт шуму та SINR є специфічними значеннями постачальника, які в основному залежать від продуктивності обладнання, продуктивності кодування-декодування та схеми модуляції.

Для наочності можна реалізувати рівняння (2.1) в Excel і змінювати радіус комірки до тих пір, поки рівень сигналу, що приймається, не буде кращим або дорівнювати чутливості приймача.

Якщо необхідно зробити прямий висновок про те, яким буде радіус комірки, що відповідає конкретній чутливості приймача, ми можемо використовувати формулу бюджету каналу (2.1) і замінити рівень прийнятого сигналу приймача (дБм) на чутливість приймання.

Чутливість приймання (RecS) визначається виразом:

$$\text{RecS} = \text{Потужність теплового шуму (дБм)} + \text{коефіцієнт шуму UE (дБ)} + \text{поріг демодуляції SINR (дБ)} \quad (2.4)$$

Замінюючи формулу (2.4) на (2.1), втрати на трасі (PL) визначаються:

$$\begin{aligned} \text{PL (дБ)} = & \text{потужність передачі gNodeB (дБм)} - 10 \cdot \log_{10} (\text{кількість піднесучих}) \\ & + \text{підсилення антени gNodeB (дБі)} - \text{втрати в кабелі gNodeB (дБ)} - \text{втрати при} \\ & \text{проникненні (дБ)} - \text{втрати у листі (дБ)} - \text{втрати на корпусі (дБ)} - \text{запас} \\ & \text{завадостійкості (дБ)} - \text{запас дощу/льоду (дБ)} - \text{запас повільних завмирань (дБ)} - \\ & \text{втрати у корпусі (дБ)} + \text{коефіцієнт підсилення антени UE (дБ)} - \text{потужність} \\ & \text{теплового шуму (дБм)} - \text{коефіцієнт шуму UE (дБ)} - \\ & - \text{поріг демодуляції SINR (дБ)} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Після розрахунку втрат на шляху і, знаючи центральну частоту, ми можемо зробити висновок про радіус комірки, використовуючи формулу втрат на шляху:

$$\text{Втрати шляху (PL)} = 28,0 + 22 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f_c) \quad (2.6)$$

Виводимо радіус комірки « $d$ » з формули (2.5) і отримуємо:

$$\text{Відстань } (d) = 10 \sqrt{\frac{\text{Потужність} \cdot ((PL-28-20 \cdot \log_{10}(fc)) / 22)}{}} \quad (2.7)$$

Якщо втрати на трасі дорівнюють 78,4 дБ, то радіус комірки буде 120 м.

Повертаючись до формули втрат на трасі (2.5), ми укладаємо, що основним фактором, що визначає значення втрат на трасі, є поріг демодуляції SINR (дБ), що означає, що при більш високих значеннях SINR (кращої модуляції) втрати на трасі нижче, Отже, комірка має менший радіус. Тобто потрібна більша кількість базових станцій. Розглянемо варіант використання змісту бюджету

Бюджет каналу дозволяє нам або розрахувати радіус комірки ( $R$ ) за заданою чутливістю приймача, або розрахувати рівень прийнятого сигналу ( $R_xSL$ ) на заданий радіус комірки та порівняти його з чутливістю приймання, щоб перевірити статус каналу (пройдено або не пройдено).

Чутливість приймання в основному залежить від вимог до пропускної спроможності, оскільки значення SINR безпосередньо пов'язане з пропускною спроможністю, яку ми хочемо досягти на межі комірки.

Знаючи радіус комірки ( $R$ ), ми можемо зробити висновок про покриття площі однією базовою станцією, використовуючи таку формулу:

$$\text{Зона покриття } (CA) = \pi \cdot R^2 \quad (2.8)$$

Необхідну кількість базових станцій 5G можна розрахувати за виразом:

$$5GgNodeB = \frac{\text{Площа поверхні кластера}}{\text{площа покриття одного gNB}} \quad (2.9)$$

Знання кількості базових станцій 5G, необхідних для даного кластера, дуже важливе для оцінки вартості розгортання мережи, оскільки створення проекту у інструментах планування займає багато часу.

Одним з основних варіантів використання бюджету каналу є передпродажна діяльність для пропозиції щодо розгортання 5G. Знання кількості майданчиків 5G допоможе постачальнику та оператору оцінити витрати та зусилля. Розрахунок бюджету каналу дозволяє нам також оцінити досягнуту пропускну спроможність на основі різних вимог до якості (SINR).

При розрахунку змісту бюджету не буде вказано розташування майданчиків (широта та довгота). Крім того, навіть якщо розташування майданчиків вказано на основі існуючого розташування 4G, у бюджеті посилань немає можливості запуснути вибір майданчиків 5G.

Одним з основних результатів змісту бюджету є:

- радіус комірки;
- необхідна кількість базових станцій 5G;
- досягнута ємність та пропускну здатність (на межі комірки).

Результати розрахунку бюджету каналу приведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати розрахунку бюджету каналу

Радіус комірки $d=2r$	100 м	150 м	200 м	250 м	300 м	340 м	350 м
Бюджет каналу, dBm	-95,6	-102,2	-107	-110,8	-113,8	-115,96	-116,45
Чутливість приймача, dBm	-116,44	-116,44	-116,44	-116,44	-116,44	-116,44	-116,44
Статус радіоканалу	Пройден	Пройден	Пройден	Пройден	Пройден	Пройден	Не пройден

Можна також отримати вищезазначені результати за допомогою інструмента планування, але потрібен час для створення проекту та імпорту фізичних даних, карт, конфігурації мережі та виконання прогнозування та аналізу. Ключовим фактором для обох розрахунків (бюджету каналу або інструменту планування) є модель розповсюдження. Навіть якщо використовується та сама модель в інструменті планування та змісті бюджету, радіус комірки буде іншим. Інструмент планування використовує складні розрахунки на основі моделі місцевості, інформації про заводи та будівлі та враховує фактори

розповсюдження, такі як відображення, дифракція та докладний розрахунок згасання, спричиненого різними завадами (будинками, деревами тощо).

Детальний аналіз інструменту планування вимагає запуску моделювання за методом Монте-Карло, що вимагає більше часу і додаткових вхідних даних (карти користувача, тощо). Для запуску статичного аналізу в інструменті планування деякі вхідні дані, такі як граничне значення SS-RSRP і кількість висхідних каналів для блоку ресурсів користувача, можуть бути отримані в результаті моделювання.

Якщо немає великих відхилень у моделі поширення, бюджет каналу може дати достовірну оцінку кількості майданчиків, які можна додатково налаштувати за допомогою глибокого проектування з використанням інструменту планування.

Розрахунок бюджету каналу - це швидкий спосіб оцінити вимоги до покриття та пропускної спроможності. Втрати на шляху розповсюдження хвилі:

$$\frac{P_r}{P_t} = D_t D_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2,$$

де  $P_r$  - потужність електромагнітної хвилі на вході приймача;

$P_t$  - потужність електромагнітної хвилі на виході передавача;

$D_t$  - коефіцієнт направленої дії антени передавача;

$D_r$  - коефіцієнт направленої дії антени приймача;

$\lambda$  - довжина хвилі;

$d$  - відстань між антенами.

Втрати на шляху (FSPL) ми визначаємо у дальній зоні

$$FSPL = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{4\pi df}{c} \right)^2$$

Для представлення FSPL в децибелах, необхідно виконати перетворення:

$$FSPL(\text{db}) = 10\lg\left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2 = 20\lg\left(\frac{4\pi df}{c}\right) = 20\lg(d) + 20\lg(f) + 20\lg\left(\frac{4\pi}{c}\right)$$

Визначення втрат на шляху можна проводити за схемою рисунку 2.4.



Рисунок 2.4 – Схема визначення бюджету каналу

$$FSPL(\text{db}) = 20\lg(d) + 20\lg(f) - 147,55 - G_t - G_r,$$

де  $G_t$  і  $G_r$  - коефіцієнт підсилення антени передавача і антени приймача

Останній вираз записаний для умови, що відстань вимірюється у метрах, частота у Герцах, і швидкість світла у метрах в секунду

Втрати сигналу, викликані впливом листви дерев у міліметровому діапазоні хвиль. 5G обіцяє менші затримки та збільшений потік даних. 5G використовує міліметрові хвилі, які мають обмежену здатність проникати крізь перешкоди, такі як будівлі, дерева, і навіть у негоду, таку як дощ або сніг. Чим більше листя має дерево, тим більше загасання хвилі сигналу у ньому. Форма листя впливає на те, чи буде сигнал відбиватись чи буде проходити крізь дерево.

Проведемо дослідження втрат при проникненні в будівлі в смугах частот 1800 МГц та 2100 МГц з використанням чотирьох будівельних матеріалів (цегла, бетон, глина та метал) при проведенні внутрішніх та зовнішніх вимірювань. Результати показують середні втрати при проникненні на частоті 1800 МГц, 0,77 дБм, 0,62 дБм, 1,43 дБм, 0,91 дБм для бетону, цегли, металу та бетонного розчину відповідно, у той час як на частоті 2100 МГц втрати при проникненні становлять

0,66 дБм, 0,64 дБм, 1,70 дБм, 1,04 дБм для бетону, цегли, металу та бетонного розчину. При проникненні втрати збільшуються зі збільшенням частоти.

Визначення загасання через будівельні матеріали шляхом вимірювання вибраних будівель, згрупованих за висотою. Дослідження виявили, що додаткове загасання через будівельні матеріали відповідає логарифмічно-нормальному розподілу, тому для хорошої характеристики можна використовувати середні значення стандартного відхилення. Середнє загасання 5,7 дБ на частоті 900 МГц. Зроблений висновок, що загасання в будівлі збільшується в міру просування в глибину будівлі (від 5 дБ до 9 дБ в залежності від глибини приміщення) і зменшується в міру просування по будівлі (0,8 дБ на кожному рівні поверху).

Розглянуті експериментальні дані, що підтверджують використання моделі логарифмічної відстані як всередині, так і зовні стандартної офісної будівлі. Вимірювання проводилося на відстані від 1 до 50 метрів. Знайдені значення показника втрат на трасі відповідають раніше опублікованим результатам ( $\alpha = 4:02; 3:32$ ). Крім того, моделі лінійної регресії з прийнятними стандартними відхиленнями ( $< 8$  дБ) передбачають виникнення логарифмічно нормального затінення, оскільки відхилення від середнього відповідають розподілу Гауса.

Розглянуто новий підхід до моделювання поширення радіохвиль у будинках. Результатом став ряд моделей, у яких можна варіювати компроміс між складністю опису будівлі та точністю прогнозу. Проводили вимірювання рівня сигналів НВЧ зовні і всередині двох вибраних будівель, одного бетонного, а іншого цегляного. Їхні результати показали, що середні втрати становлять 10,62 дБм та 4,25 дБм для бетонних та цегляних будівель відповідно. (i) рівень сигналу на першому поверсі будівель в середньому на 14 дБ менше опорних рівнів на сусідній вулиці (ii) втрати на проникнення зменшуються з висотою (iii).

Портативний аналізатор спектру Agilent N9342C поставляється з радіочастотною антеною, що працює в діапазоні частот 100 кГц і 7 ГГц, а також з насадкою приймальної антени геопозиційної системи (GPS) для визначення GPS координат розташування. Вказавши бажану смугу частот, чутливість антени та одиниці виміру в дБм, дБ або Ватт, були проведені вимірювання рівня потужності

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		40

сигналу зовні та всередині чотирьох різних типів стін, а саме бетону, цементу, цегли, глини та металу. у різних місцях та в різний час.

Результати вимірювань були отримані у 22 точках, по 6 точок для будівельних матеріалів Бетон, Цегла та бетонний розчин, а 4 точки для металевих будівельних матеріалів. Усі вимірювання були записані в діапазонах частот GSM 1800 МГц та 2100 МГц двох різних операторів.

Втрати на проникнення (PL) для кожного розташування у всіх будівельних матеріалах та у двох смугах частот розраховувалися як різниця між значенням сигналу зовні (дБм) та значенням сигналу всередині приміщення (дБм).

У всіх місцях для кожного з будівельних матеріалів немає істотної різниці між значеннями сигналу, що приймається всередині і зовні приміщень.

Це означає, що немає істотної різниці у впливі чотирьох будівельних матеріалів на сигнали, що приймаються, у двох частотних діапазонах.

Однак різниця в сигналі між GSM 1800 МГц і UMTS 2100 МГц становить в середньому 15 дБм, при цьому UMTS має найвище значення. Причина в тому, що на частоті 2100 МГц використовуються комірки меншого розміру, приймач може обслуговуватися більш ніж однією сотою, що призводить до комбінації двох або більше сигналів для кращого результату. Крім того, на частоті 2100 МГц використовується ширша смуга пропускання (5 МГц на канал).

У GSM 1800 МГц було помічено, що середній APL для чотирьох будівельних матеріалів відрізняється. Більш високе середнє значення APL, що дорівнює 1,43 дБм, було отримано металевих матеріалів. Це пов'язано з тим, що металеві матеріали сильно відображають сигнал, а звичайні метали, що використовуються в будинках, мають надзвичайно високу провідність (від  $10^6$  до  $10^8$  см/м) і, отже, сильно послаблюють радіохвилі. Середнє значення APL 0,91 дБм, отримане в матеріалі з глини, можна пояснити тим фактом, що поверхні будівель з глини шорсткі, тому поширення сигналу в цьому матеріалі страждає за рахунок розсіювання. Крім того, частинки глиняних будівель компактні, а стіни товсті, що може призвести до поглинання сигналу. Для матеріалу Concrete середній рівень APL становив 0,77 дБм.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		41

Щоб порівняти втрати при проникненні, отримані в UMTS 2100 МГц і GSM 1800 МГц без посилання на будь-якого оператора, таблиці 11 і на рисунку 4 представлені середні значення APL, отримані для чотирьох будівельних матеріалів тільки в UMTS 2100 МГц.

Для UMTS 2100 МГц найвищий середній APL був отриманий у металі (1,70 дБм), за ним слідує бетонний розчин (1,04 дБм), а потім бетон (0,66 дБм) та цегла (0,64 дБм). Аналогічне пояснення значення втрат при проникненні GSM 1800 МГц також пояснює втрати при проникненні, отримані в UMTS 2100 МГц для всіх чотирьох будівельних матеріалів. Однак можна помітити, що значення середнього APL, отримане як GSM 1800 МГц, так і в UMTS 2100 МГц, не однаково. Різниця у втратах при проникненні між двома смугами у всіх чотирьох будівельних матеріалах становить середньому 0,13 дБм. З малюнків 3 і 4 можна зробити висновок, що втрати при проникненні збільшуються зі збільшенням частоти, що узгоджується зі звітом.

### 2.3 Системи зв'язку п'ятого покоління

Системи зв'язку використовують класичне мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів (OFDM), яке запобігає динамічному доступу до спектру (DSA) через високий рівень позасмугового випромінювання (OOBE). Крім того, ефективність використання спектра каналів дальньої дії обмежується великим циклічним префіксом (CP), необхідним для захисту символів OFDM. Сценарій розширеного зв'язку у віддалених районах (eRAC) вимагає фізичного рівня, що виходить за рамки принципів ортогональності. Справді, необхідно вийти за межі поточних обмежень 5G.

Міліметрові хвилі схильні до сильного загасання, і хоча масове формування променя MIMO може забезпечити більш високий коефіцієнт підсилення антени за рахунок адаптації діаграми спрямованості до бажаного користувача, не очікується, що стільники, що працюють в діапазонах вище 20 ГГц, зможуть

досягти радіусу, що перевищує радіус кілька кілометрів. Зниження затримки також накладає обмеження на покриття URLLC, оскільки бюджет затримки для РНУ становить порядку мікросекунд для задоволення вимог до старіння інформації, а час поширення може стати обмеженням. Нарешті, обмеження потужності, що накладаються на пристрої IoT для розумного терміну служби батареї в їх сценарії МТС, можуть призвести до короткого діапазону висхідної лінії зв'язку для цих програм. Малі комірки стануть реальністю у мережах 5G.

Використання смуг високих частот і невеликих сот у мережах 5G перешкоджає розвитку важливого сценарію для країн континентального розміру, яким є eRAC. Насправді основні сценарії, на які спрямований поточний розвиток мереж 5G, протилежні тому, що необхідно для забезпечення надійних та високоякісних широкосмугових мобільних мереж у віддалених та сільських районах, що є відсутнім сценарієм, який має бути охоплений мережами Beyond 5G (B5G). Райони з низькою густиною населення важкі для мобільних операторів.

До цього часу стандарти мобільного зв'язку розроблялися для забезпечення можливості підключення у міських районах, де висока щільність населення забезпечує досить багато абонентів у зоні покриття стільникового зв'язку до 10 км. Але у віддалених районах таке обмежене охоплення не охопило б достатньо абонентів, що призвело б до непідйомних витрат на одного користувача. Щоб бути економічно привабливою, мережа мобільного зв'язку у віддалених районах повинна мати соту покриття значно вище, ніж та, яку забезпечує поточна мережа мобільного зв'язку четвертого покоління (4G).

Ще однією проблемою, пов'язаною з розгортанням віддалених мереж є високі капітальні витрати (CAPEX). Крім високої вартості установки обладнання у віддалених районах та забезпечення необхідної інфраструктури (електроенергія, транзитний зв'язок), однією з найбільших проблем є отримання частотних ліцензій. Аукціон на спектр потребують інвестицій, що впливає рентабельність.

У віддалених та сільських районах та країнах, де переможці аукціонів отримують загальнонаціональну ліцензію, наприклад, у Великій Британії, оператори зазвичай залишають віддалені райони незахищеними, і оскільки

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		43

використання спектра іншими гравцями заборонено, статус-кво для цих районів залишається незмінним. У країнах, де ліцензія на надання послуг в економічно цікавому районі пов'язана з компромісом для забезпечення покриття у більш економічно складному регіоні, наприклад, у Бразилії, оператори зазвичай воліють платити замість розгортання мереж у віддалених та сільських районах.

Щоб змінити цю ситуацію, необхідно просувати зміни у правилах використання спектра у регіонах із низькою щільністю населення. Один з підходів, який реалізується в рамках проекту 5G Rural First у Великій Британії, полягає в наданні іншим сторонам можливості використовувати спектр, який не використовується операторами в даному регіоні. Підхід до спільного використання спектра отримує підтримку регулюючих органів та дозволить спільнотам та невеликим операторам організувати та розгорнути локальну мережу, не проходячи через процес аукціону спектру. Інший підхід, який в даний час розглядається в рамках проекту Мережа віддаленого доступу для 5-го покоління (5G-RANGE), полягає в тому, щоб дозволити місцевим і сільським операторам використовувати телеканали, що не використовуються, також відомі як TV White Space (TVWS), як вторинна мережа.

У цьому випадку необхідно використовувати когнітивний механізм для визначення можливостей спектра, де може бути розгорнута мережа, а також для координації зміни спектра, коли первинний користувач (PU) ідентифікується частоті, що використовується вторинною мережею. Тут рухливість спектра та DSA є ключовими характеристиками для успішної реалізації, що означає, що РНУ повинен використовувати форму сигналу з дуже низьким ООВЕ, не покладаючись на фільтрацію RF. Фізичний рівень також повинен забезпечувати надійність покриття великих відстаней, підтримуючи при цьому високу ефективність використання спектра. Отже, сучасні та потужні схеми FEC повинні поєднуватися з методами МІМО, щоб забезпечити переваги рознесення та мультиплексування.

Мережа 5G для віддалених районів може забезпечити низку соціальних та економічних переваг. Широкополосний доступ в Інтернет у віддалених районах може запровадити більшу частину населення в епоху цифрових технологій. За

даними Міжнародного союзу електров'язку (МСЕ), лише 51% населення світу підключено до Інтернету, а це означає, що мільярди людей все ще живуть поза інформаційним віком. Мережа 5G у віддалених районах може поєднати велику кількість цих людей, надаючи послуги розваг, освіти та соціальних мереж. Ця мобільна мережа далекого радіусу дії також може використовуватися для підтримки IoT, що застосовується в агробізнесі, збільшуючи продуктивність на фермах. IoT також може бути використаний у логістиці для підвищення ефективності транспортування сільськогосподарської продукції, дорожнього обслуговування та моніторингу навколишнього середовища.

Проект 5G-RANGE спрямований на вирішення проблеми покриття віддалених та сільських районів за рахунок розробки та розгортання нового режиму роботи з великим розміром стільника та високою пропускну здатністю на межі стільника. Мережа, розроблена в рамках проекту 5G-RANGE, може бути інтегрована з іншими ініціативами B5G, збільшуючи охоплення та важливість мобільних мереж. У мережі 5G-RANGE використовуються методи, що виходять за рамки тих, що були розроблені для 5G, та які були адаптовані для умов віддалених та сільських районів. Ця інноваційна мережа працює у вільних телевізійних діапазонах дуже високих частот (VHF) та надвисоких частот (UHF) з використанням підходу Cognitive Radio (CR), де можна агрегувати до 24 МГц для забезпечення швидкості до 100 Мбіт/с на відстані 50 км від БС. Управління доступом до середовища (MAC) 5G-RANGE було змінено порівняно з NR, щоб увімкнути когнітивний механізм. Щоб забезпечити мобільність спектру та DSA, 5G-RANGE використовує узагальнене мультиплексування з частотним поділом (GFDM) для досягнення дуже низького OOBЕ та високої гнучкості. Оскільки OFDM покривається GFDM як крайній випадок, ця класична ортогональна форма хвилі також використовується в мережі 5G-RANGE. Полярне кодування, потужна схема FEC, використовувана захисту рівня управління NR, також використовується в 5G-RANGE, але як каналів управління, так каналів даних. Це означає, що 5G-RANGE PHY не вимагає двох типів кодерів та декодерів FEC, що спрощує конструкцію приймача. Структура кадру заснована на NR, але з більш

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		45

вузькими піднесучими підвищення стійкості до частотно-виборчого каналу (FSC). На рівні мережі (NET) представлена архітектура для інтеграції рівнів RHY та MAC у базову мережу 5G разом з інноваційним варіантом використання, що доповнює мережу доступу 5G-RANGE для підтримки мережевих комунікацій поза радіокомірками. з урахуванням безпілотних літальних апаратів (БПЛА).

У документі також представлена еволюція Proof-of-Concept (PoC), що використовується для польових демонстрацій та оцінки продуктивності.

Для досягнення цих цілей необхідно розглянути проблеми та вимоги до мережі мобільного зв'язку у віддалених районах, включаючи основні варіанти використання, які будуть підтримуватися мережею 5G-RANGE, описати деталі рівня RHY, розглянути когнітивний рівень MAC, а також функціональні можливості рівня NET. Необхідно навести основні технічні визначення кожного рівня мережі 5G-RANGE, представлені PoC, демонстраційні сценарії та польові випробування, а бізнес-модель для використання мережі 5G у віддалених районах.

Сценарій eRAC повинен враховувати такі основні варіанти використання, як виявлення для захисту ТВ-пристроїв, що працюють у цій галузі. Алгоритми визначення спектру можуть ґрунтуватися на періодичній структурі сигналів ЦТВ та використовувати автокореляцію та усереднення для зменшення впливу шуму. Алгоритми виявлення енергії на основі вікна можуть забезпечити прийнятну продуктивність при низькому відношенні сигнал-шум (SNR) і є хорошими кандидатами для мережі 5G-RANGE. Коефіцієнт витoku по сусідньому каналу (ACLR) – ще один складний KPI. Значення ACLR визначені для захисту основних користувачів, що працюють у сусідніх каналах, повинні бути досягнуті без ВЧ-фільтру, оскільки мережа повинна мати можливість використовувати DSA та фрагментоване виділення спектра (FSA). Інші KPI обмежені органами стандартизації. Хоча 3GPP не обмежує потужність передачі БС у віддалених районах, деякі країни запроваджують обмеження на потужність передачі. 5G-RANGE націлений на використання тих самих рівнів потужності, що й у мобільних мережах у міських умовах. Обмеження потужності, що накладається на портативний пристрій, обмежує покриття для смартфонів. 5G-RANGE також

враховує зв'язок «пристрій-пристрій» (D2D) у висхідній лінії зв'язку портативних пристроїв із зменшеною пропускнуою здатністю. Однак 50-кілометрова лінія призначена для транспортної мережі та фіксованого бездротового доступу (FWA). Антени на даху, підключені до клієнтського обладнання (CPE), використовуються для забезпечення доступу до Інтернету для шлюзів, які розподіляють підключення між іншими пристроями, які використовують додаткові технології. На сьогоднішній день немає єдиної технології, яка могла б задовольнити всі вимоги. Деякі технології, які можуть частково задовольнити попит у віддалених районах, включають Wi-Fi: Wi-Fi розроблено як внутрішня бездротова мережа, але він використовувався невеликими інтернет-провайдерами для надання FWA у віддалених районах. Бездротові маршрутизатори високої потужності з спрямованими антенами використовують промислові, наукові та медичні (ISM) діапазони (зазвичай у діапазоні 2,4 ГГц) для покриття великих відстаней. Однак, Wi-Fi не справляється з великою кількістю підключених пристроїв, а також з перешкодами іншим бездротовим мережам. Це призводить до поганої продуктивності з точки зору охоплення та кількості одночасних підключень. Нові стандарти, такі як IEEE 802.11af та IEEE 802.11ah, призначені для використання механізмів CR для експлуатації TVWS. Ці нові стандарти орієнтовані на передачу з малою потужністю (20 дБм) та короткі відстані, і тому вони не застосовні для сценарію eRAC, але можуть використовуватись для останньої милі.

IEEE 802.22: цей стандарт вважається першим, який використовує технологію CR. Тим не менш, його РНУ значною мірою заснований на всесвітній взаємодії для мікрохвильового доступу (WiMAX) і використовує OFDM як радіоінтерфейс. Високий рівень ООВЕ цієї форми сигналу вимагає радіочастотної фільтрації, що запобігає можливості зміни спектра при виявленні PU. Крім того, кілька практичних реалізацій цього стандарту покладаються виключно на базу даних геолокації та не використовують визначення спектра. Отже, несанкціоновані передачі неможливо знайти, це означає, що піратські телевізійні сигнали можуть заважати роботі мережі IEEE 802.22.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		47

LoRa: цей стандарт був розроблений для додатків машинного зв'язку (МТС) з низькою пропускну здатністю і не може забезпечити широкосмуговий доступ до Інтернету. Він може забезпечити велике охоплення, але за дуже низької швидкості передачі. Крім того, затримка туди та назад становить від 1 до 2 с. В даний час ця затримка прийнятна для кількох додатків IoT, таких як моніторинг техніки, стану ґрунту, погоди та великої рогатої худоби, але вона неприйнятна для критично важливих додатків МТС та управління, призначених для майбутніх програм агробізнесу.

Sigfox: це закритий стандарт, розроблений для програм МТС. Він може досягати покриття до 50 км, але корисне навантаження обмежена декількома байтами і максимум 140 передач по висхідній лінії зв'язку в день. Sigfox можна використовувати у програмах Інтернету речей, які потребують низької швидкості передачі даних та нечутливі до затримок, але він не підходить для Інтернету речей, що потребують високої швидкості передачі даних, низької затримки.

LTE Advanced і NB-IoT: 3GPP Release 14 представила еволюцію лінійки LTE, яка включала високу пропускну здатність та режим роботи, орієнтований на IoT, званий вузькосмуговим IoT (NB-IoT). Висока пропускну здатність, що досягається розширеним LTE, застосовна для міського середовища, а NB-IoT може використовуватися для розгортання послуг МТС. Ці функції дозволяють розробляти нові програми у мережі 4G. Хоча верхній рівень MAC дозволяє синхронізувати повідомлення у 100-кілометрових каналах, обмеження, що накладаються фізичним рівнем, обмежують використання цієї технології у сільських та віддалених районах.

Довжина CP, обмежена 4,7 с у звичайному режимі і 16,67 с у розширеному режимі, не може захистити потік даних з високою швидкістю передачі даних від каналів з подвійною дисперсією з розкидом затримки, який може становити кілька десятих часток. Таким чином, технологія 4G може забезпечити лише низькі швидкості передачі даних у каналах дальньої дії.

## Висновки до другого розділу

Проаналізовані втрати сигналу у каналі зв'язку. Канал поширення вводить ряд ефектів, таких як кореляція, поляризація антени та коефіцієнт підсилення антенного елемента. Ці ефекти впливають на потужність сигналу приймача.

Бюджетом каналу є розрахунок загального підсилення та втрат у системі, щоб зробити висновок про рівень прийнятого сигналу у приймачі. Потім рівень отриманого сигналу порівнюється з чутливістю приймача, щоб перевірити, чи стан каналу відповідає потрібним вимогам.

Крім високої вартості установки обладнання у віддалених районах та забезпечення необхідної інфраструктури, однією з найбільших проблем є отримання частотних ліцензій.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		49

### 3 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ

#### 3.1 Модель транспортного каналу 5G

Створимо модель транспортного каналу 5G NR з декількома гібридними процесами автоматичного запиту на повторення (HARQ – ГАЗП) за допомогою кодера спільного каналу низхідної лінії зв'язку (DL-SCH - СКНЛЗ) та системних об'єктів декодера. На рисунку 3.1 показана структурна схема транспортного каналу низхідної лінії 5G.

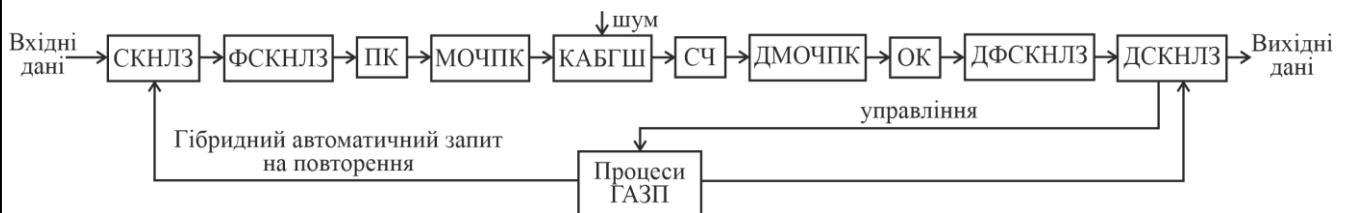


Рисунок 3.1 – Структурна схема транспортного каналу (СКНЛЗ – кодер спільного каналу низхідної лінії зв'язку; ФСКНЛЗ – кодер фізичного спільного каналу низхідної лінії зв'язку; ПК – попереднє кодування; МОЧПК – мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів; КАБГШ – канал розповсюдження з адитивним білим гаусовим шумом; СЧ – синхронізація в області часу; ДМОЧПК – демодуляція мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів; ОК – оцінка каналу; ДФСНЛЗ – декодер фізичного спільного каналу низхідної лінії зв'язку ДСКНЛЗ – декодер спільного каналу низхідної лінії зв'язку)

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ		
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата			
Розробив	Семенюк В.О				Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірів	Бойко Ю.М						
Н. контр.	Бойко Ю.М.				ХНУ, гр. ТР-18-1		
Затв.	Підченко С.К						
					Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління Модель каналу зв'язку Пояснювальна записка		

Елементи транспортного каналу:

- кодування та декодування DL-SCH;
- кодування та декодування фізичного спільного каналу низхідної лінії зв'язку (PDSCH-ФСКНЛЗ);
- управління ГАЗП.

У моделі також вимірюється частота появи хибних блоків (BLER) з використанням AWGN каналу. Показані всі елементи посилення, змодельовані в цьому прикладі, за якими слідує розрахунок BLER.

Кодер DL-SCH використовує внутрішні буфери для зберігання транспортних блоків кожного процесу HARQ, а потім вибирає вміст активного буфера для кодування. Декодер DL-SCH використовує аналогічний механізм буферизації для зберігання та вибору процесів HARQ.

Кодер та декодер DL-SCH не керують процесами HARQ всередині. У прикладі використовується об'єкт для управління процесом HARQ.

Для параметрів моделювання необхідно задати кількість транспортних блоків та відношення сигнал-шум (SNR).

Розглянемо конфігурацію DL-SCH. Задайте кодову швидкість, кількість процесів HARQ та послідовність значень надмірності (RV). Ця послідовність керує повторними передачами версії надмірності у разі помилки.

Створіть кодер DL-SCH та об'єкти декодера. Щоб використовувати кілька процесів, встановлюємо MultipleHARQProcesses властивість у значення true для обох об'єктів. Це необхідно для того, щоб дозволити повторні передачі кількох процесів HARQ. Декодер потрібен аналогічний механізм для забезпечення м'якого комбінування повторних передач для кожного процесу HARQ.

Об'єкти кодера та декодера DL-SCH можуть моделювати до 16 процесів HARQ. Об'єкти кодера та декодера використовують властивість HARQprocessID об'єкта HARQ для ідентифікації активного процесу.

- установка нового транспортного блоку для передачі;
- кодування даних;

- скидання м'яких буферів;
- декодування даних.

Далі визначається несуча та конфігурація PDSCH

Вкажіть несучу та параметри PDSCH. Ці параметри використовуються для кодування та декодування PDSCH, а також для розрахунку розміру транспортного блоку. Використовується відстань між під несучими рівною 15 кГц, 52 ресурсних блоків з нормальним циклічним префіксом для створення ширини смуги пропускання сигналу 10 МГц.

Створіть об'єкт конфігурації PDSCH. Параметри PDSCH визначають доступну бітову ємність та розмір транспортного блоку. Використовується модуляція 16QAM для фізичного спільного низхідного каналу зв'язку.

Для управління HARQ створимо об'єкт сутності HARQ для управління процесами HARQ. Для кожного процесу HARQ об'єкт зберігає такі елементи:

- ідентифікаційний номер HARQ;
- версія надлишковості (RV);
- номер передачі, що вказує, скільки разів було передано певний фрагмент транспортного блоку;
- прапор, який вказує, чи потрібні нові дані. Нові дані потрібні за умови успішного прийому транспортного блоку або при перевищенні тайм-ауту послідовності (всі передачі RV завершилися невдало).

Прапор, який вказує, чи відбувся тайм-аут послідовності (всі передачі RV завершилися невдало).

Об'єкт HARQ використовується для управління буферами в кодері та декодері DL-SCH.

Моделювання BER. Перебрати кілька транспортних блоків. Для кожного транспортного блоку необхідно виконати:

- обчисліть розмір транспортного блоку у бітах;
- створіть новий блок даних або скиньте буфери в декодері;
- використовуйте кодування DL-SCH;
- модулюйте біти у символи;

- застосувати адитивний білий гаусів шум (AWGN);
- демодулюйте м'які біти (символи в м'які біти);
- декодуйте DL-SCH;
- оновлення процесів HARQ.

Далі відбувається розрахунок розміру транспортного блоку. Досліджено коефіцієнт помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK, що приведено на рисунку 3.2.

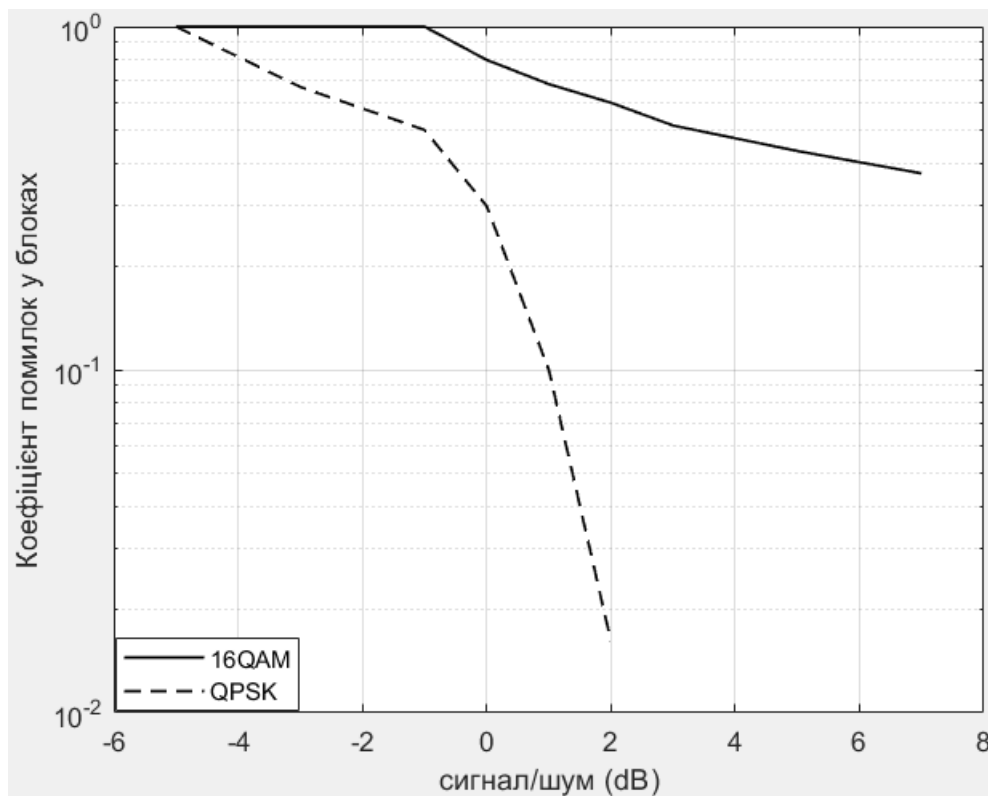


Рисунок 3.2 – Залежність коефіцієнту помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK

З отриманої залежності можна зробити висновок, що менший коефіцієнт помилок у блоках при низькому відношенні сигнал-шум має модуляція QPSK.

Залежність пропускнуєї спроможності транспортного каналу від відношення сигнал-шум приведено на рисунку 3.3.

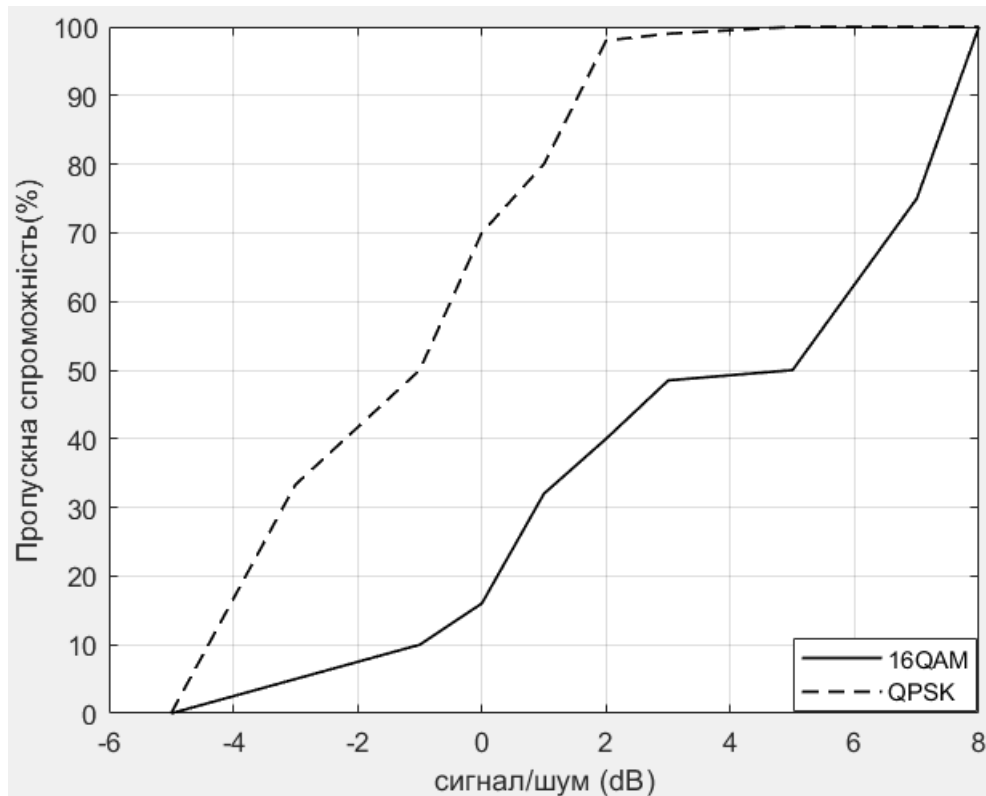


Рисунок 3.3 – Залежність пропускної спроможності транспортного каналу від відношення сигнал-шум для модуляції 16QAM і QPSK

Генерація інформації про індекси PDSCH, яка використовується для розрахунку розміру транспортного блоку.

Оскільки пропускна здатність PDSCH в бітах `pdsch.G` визначається динамічно, фактична кодова швидкість може не співпадати точно з цільовою кодовою швидкістю, заданою `TargetCodeRate` властивістю `encode DL-SCH` об'єкта.

Обробка HARQ (керування буфером) – пояснюється керування буфером у кодері та декодері:

- буфери кодера DL-SCH: генерувати новий транспортний блок, якщо для активного процесу HARQ потрібні нові дані. Збережіть транспортний блок у буфері. Якщо нові дані не потрібні, для повторної передачі використовуються буферизовані біти кодера DL-SCH;

- буфер декодера DL-SCH. М'які буфери в приймачі зберігають отримані версії того ж транспортного блоку. Ці буфери автоматично очищаються після успішного прийому (без помилок CRC). Однак, якщо послідовність RV завершується без успішного декодування, буфери необхідно очистити вручну, викликавши resetSoftBuffer функцію об'єкта.

DL-SCH-кодування. Кодуйте транспортні блоки DL-SCH. Кодування PDSCH. Створіть символи PDSCH.

Канал AWGN. Додайте білий гаусовий шум.

Демодуляція PDSCH. М'яко демодулювати отримані символи.

Декодування DL-SCH. Застосуйте декодування DL-SCH.

Оновлення процесу HARQ. Поновіть поточний процес HARQ із помилкою CRC, а потім перейдіть до наступного процесу. Цей крок оновлює інформацію, що стосується активного процесу HARQ в об'єкті HARQ.

Результати моделювання виводяться у коефіцієнті помилок блоків (BLER).

Розрахуйте BLER та пропускну спроможність (відсоток успішно отриманих транспортних блоків). Частота помилок блоку дорівнює 0,42.

Приймач повертає вирівняні модульовані символи після виконання оцінки синхронізації, демодуляції OFDM, оцінки каналу, вирівнювання MMSE, оцінки і корекції CPE і декодування PDSCH, дозволяє отримати поточний номер слота, кількість слотів, кількість символів в слоті і загальна кількість символів

Практичну оцінку часу можна отримати за допомогою крос-кореляції вхідного сигналу з еталонною формою хвилі. Функція отримує опорний сигнал шляхом модуляції сітки опорних ресурсів, що містить опорні символи refSym в місцях розташування refInd, з використанням мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів (OFDM). Модуляція OFDM охоплює  $n_{rb}$  ресурсних блоків при рознесенні піднесучих  $scs$  і початковому номері часового інтервалу initialSlot. Функція повертає оцінку зміщення часового зсуву і оцінену величину  $\tau_{ag}$  імпульсної характеристики для кожної прийомної антени у вхідному сигналі.

Залежність кількості бітових помилок транспортного каналу від відношення сигнал-шум приведено на рисунку 3.4.

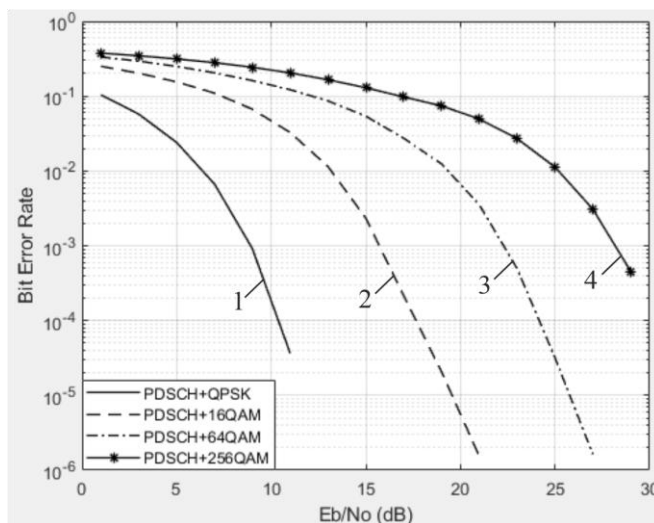


Рисунок 3.4 – Залежність кількості бітових помилок транспортного каналу від відношення сигнал-шум і модуляцією (1 – QPSK; 2 – 16QAM; 3 – 64QAM; 4 – 256QAM)

Залежність величини вектора помилки (EVM) транспортного каналу від відношення сигнал-шум приведено на рисунку 3.5.

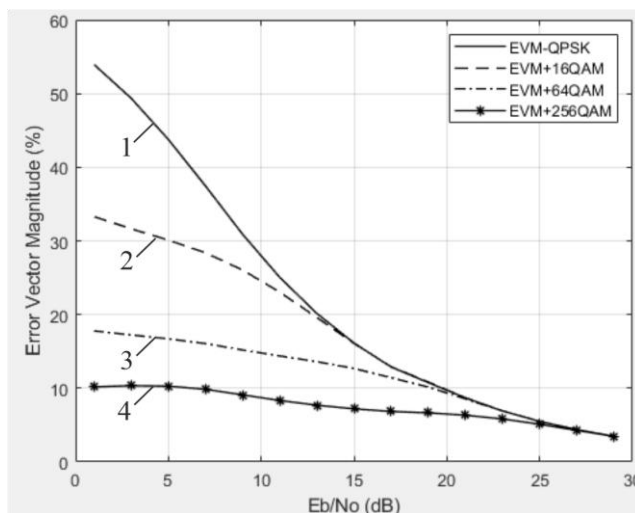


Рисунок 3.5 – Залежність величини вектора помилки (EVM) транспортного каналу від відношення сигнал-шум з модуляцією (1 – QPSK; 2 – 16QAM; 3 – 64QAM; 4 – 256QAM)

З отриманих залежностей можна зробити висновок, що використання модуляції QPSK у транспортному каналі приводить до підвищення завадостійкості, але величина вектора помилки має високе значення. При проектуванні режиму передачі інформації у транспортному каналі виходять з компромісу між бажаною швидкістю і допустимою величиною вектора помилки. Найменше значення величини вектора помилки спостерігається при використанні модуляції 256QAM. Це вимагає збільшення потужності передавача на 17 дБ у порівнянні з модуляцією QPSK.

### 3.2 Модель каналу з врахуванням втрат на шляху розповсюдження

Розглянемо, як врахувати втрати на шляху, потужність передачі і шум приймача в симуляції на рівні 5G NR каналу, щоб вивчити вплив цих параметрів на продуктивність каналу 5G.

Моделювання на рівні каналу вимірює частоту блокових помилок і пропускну здатність в діапазоні середніх значень відношення сигнал-шум (SNR) на боці приймача та коефіцієнт шуму на вході приймача. Ви можете використовувати це значення SNR у прикладах пропускну здатності NR PDSCH та пропускну здатності NR PUSCH, щоб вивчити вплив цих параметрів на канал 5G. Модель, що розглядається, має можливості:

- налаштувати передавач, приймач, несучу частоту та канал розповсюдження.
- розрахувати втрати на шляху та потужність шуму.
- обчислити SNR у приймачі.
- обчислити відношення сигнал-шум (SNR) від параметрів: втрати шляху, потужність передачі, вхідний шум приймача та коефіцієнт шуму.

Налаштування передавача, приймача та несучої

У моделі налаштовуються несуча, передавач та приймач з наступними характеристиками:

- модель передавача або базової станції (БС) включає середню потужність, що подається на всі антени, і висоту антени. Ви можете вказати середню потужність передачі повністю розподіленої сітки ресурсів, але ця потужність не включає коефіцієнти підсилення антенних елементів. з розподілом сітки ресурсів та підсиленням антенних елементів, але ця потужність не масштабується з кількістю передаючих антен.

- модель приймача або обладнання (UE) включає його коефіцієнт шуму, а також температуру і висоту антени. Коефіцієнт шуму моделює внутрішній шум приймача, а температура антени моделює вхідний шум. Цей приймач визначає шум для кожного елемента антени.

- ви можете вказати відстань між БС та UE як вектор для розрахунку значень SNR на зазначених відстанях.

Розглянемо налаштування каналу розповсюдження. Модель каналу розповсюдження включає втрати на трасі і дрібномасштабні завмирання. Втрати на трасі залежать від відстані між БС і UE, несучої частоти та інших параметрів, характерних для кожного сценарію. Канали із завмираннями можуть бути згрупованими лініями затримки (CDL) або каналами з відгалуженими лініями затримки (TDL). У цьому прикладі конфігурація каналу із завмираннями визначає наявність прямої видимості (LOS) між передавачем (BS) та приймачем (UE), що потрібно для розрахунку втрат на трасі. Профілі затримки А, В та С налаштовують канали без прямої видимості, а профілі затримки D та E налаштовують канали з прямою видимістю (LOS).

Розглянемо налаштування втрат на шляху. Налаштуйте сценарій та інші параметри втрат на шляху для моделі втрат на шляху 5G, як зазначено в розділі 7.4 TR 38.901. Як альтернативу вкажіть модель втрат на шляху у вільному просторі. Модель втрат на шляху визначає середнє загасання сигналу, що передається.

Налаштуйте Fading Channel та LOS. Налаштуйте канал із замираннями CDL або TDL, як визначено в TR 38.901. Канал із замираннями моделює короткострокові зміни відгуку каналу в залежності від часу та частоти.

Обчисліть втрати на шляху розповсюдження. У цьому розділі обчислюються втрати на шляху між передавачем (BS) та приймачем (UE).

Обчисліть шум антени та приймача. У цьому розділі обчислюються еквівалентна шумова температура та амплітуда на елемент приймальної антени на основі вхідної шумової температури та внутрішнього шуму приймача за виразом:

$$N_0 = \sqrt{0,5kBT_c},$$

де  $k$  - постійна Больцмана ( $1,3807 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$ );  $B$  - ширина смуги, рівна частоті дискретизації сигналу;  $T_c$  - еквівалентна шумова температура:

$$T_c = T_A + 290(NF - 1),$$

$T_A$  - Вхідна шумова температура  $NF$  - коефіцієнт шуму приймача.

Обчислимо відношення сигнал-шум (SNR). У цьому розділі параметри конфігурації використовуються для розрахунку відношення сигнал-шум елементу ресурсу (RE) в залежності від потужності передачі, шуму прийому, смуги пропускання і втрат на трасі.

$$S = P_{RH}^S = \frac{P_{Tx}}{L} \cdot \frac{N_{FFT}^2}{12N_{grid}^{size}},$$

$$N = P_{RE}^N = 2N_0^2 N_{FFT}.$$

$P_{Tx}$  - повна передана потужність на вході передаючої антеної решітки.

$N_{FFT}$  - кількість точок швидкого перетворення Фур'є (FFT), що використовуються для модуляції OFDM.

$N_{grid}^{size}$  - розмір сітки OFDM в ресурсних блоках.  $L$  - втрати шляху.

$\sqrt{2}N_0$  - середньоквадратичне (RMS) значення шуму на приймальну антенну.

Середнє значення SNR на елемент ресурсів (RE) та приймальну антену дорівнює:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = 10\lg(P_{Tx}) - 10\lg(L) + 10\lg\left(\frac{N_{FFT}}{12N_{grid}^{size}}\right) - 10\lg(2N_0^2)$$

Це значення SNR, які ви повинні використовувати в прикладах пропускної здатності каналів NR PDSCH та NR PUSCH .

Розглянемо перевірку значень SNR. Цей розділ допоможе вам перевірити отримані значення SNR та переглянути додаткові відомості про взаємозв'язок між втратами на шляху, потужністю передачі та приймальним шумом, а також результуючим SNR. Для цієї мети в цьому розділі імітується передача сигналу CP-OFDM. з вказаною потужністю через канал розповсюдження і виміряти результуючий SNR на приймачі. Вам не потрібно реалізовувати цю передачу в прикладах 5G Toolbox. Натомість ви можете використовувати вираз SNR або значення, отримані в попередньому розділі цього прикладу.

Для вимірювання SNR приймач має інформацію про канал і шум. Цей вимір SNR використовує незалежні реалізації каналу (блочне завмирання) для отримання значних результатів з мінімальною кількістю необхідних інтервалів передачі. Встановіть довжину симуляції з огляду на кількість кадрів 10 мс.

Ви можете розрахувати загальне SNR та SNR на RE за допомогою отриманого сигналу та потужності шуму. Різниця між загальним SNR та SNR на RE дорівнює коефіцієнту зайнятості спектру FFT  $\frac{12N_{grid}^{size}}{N_{FFT}}$ , що є результатом поширення енергії шуму по всіх елементах FFT, включаючи елементи, що знаходяться за межами частотного діапазону сітки ресурсів.

Для визначення втрат в каналі передачі використовувались наступні дані:  
Тип покриття (зовнішній/внутрішній) ==> зовнішній  
Модель розповсюдження 5G ==> Міські макро-комірки з 3D-моделлю  
Напрямок розповсюдження хвилі ==> UL (висхідна лінія)  
Центральна частота для передавача ==> 3410 МГц  
Кількість фізичний блоків ресурсів (PRB) ==> 1  
Конфігурація рознесення піднесучих ( $\mu$ ) ==> 30 кГц  
Кількість піднесучих (для корекції потужності передавача) = кількість використовуваних RB \* кількість піднесучих на RB ==> 12

Коефіцієнт шуму ==> 4 дБ

Цільовий SINR ==> -2

Втрати в кабелі ==> 2 дБ

Підсилення антени ==> 17,5 дБ

Висота антени ==> 25 м

Потужність передавача ==> 23 дБм

Втрати у корпусі ==> 3 дБ

Запас на повільне згасання ==> 7 дБ

Втрата листя ==> 8,5 дБ

Запас на дощ/лід ==> 1 дБ

Запас завадостійкості ==> 2 дБ

Використовується тривимірна модель каналу, яка здебільшого фокусується на розширеннях дрібномасштабного моделювання.

Цей сценарій відноситься до ситуації, в якій базова станція розташована над дахом будівлі та має переважну видимість для користувачів. Для сценарію міської макросоти більшість сигналу досягає користувачів у вигляді дифракції, а основний шлях поширення проходить над будинками. Ця модель розділена на дві частини: дрібномасштабну та великомасштабну характеристику.

Моделі каналу зазвичай використовують два різні набори параметрів каналу. Перший пов'язаний з великомасштабними параметрами, такими як

загасання в тінях та втрати на трасі. Другий стосується дрібномасштабних параметрів, включаючи кут приходу (AoA) та кут виходу (AoD) або затримку.

Щоб генерувати вибірки каналів між одним передавачем і одним приймачем, необхідно знати рухливість та точне розташування обох кінців. На основі цієї інформації генеруються всі великомасштабні параметри, за якими слідують дрібномасштабні параметри.

Щодо характеристик дрібномасштабних параметрів, ми пропонуємо використовувати модель UMa MCE-R M.2135, хоча необхідно прояснити три питання. По-перше, варто відзначити, що ITU-R M.2135 UMa є 2D-модель, а не 3D-модель, як хотілося б. Проте він виявився справедливим для звичайних структур MIMO. По-друге, щодо придатності такої моделі для динамічного моделювання, в якому становище користувачів змінюється з часом, ми пропонуємо, припускаючи, що умови для генерації променів і кластерів залишаються незмінними на певній довжині кореляції, 50 метрів для сценарію поширення міської макросоти. Після цього відстані новий кластер та промені мають бути згенеровані відповідно до нової геометрії. Нарешті ці моделі призначені для умов LoS або NLoS. Для синтетичного моделювання ці умови вибираються випадковим чином. Однак для реалістичних тестів умови видимості переоцінюватимуться для кожної довжини кореляції на основі фактичного положення передавача та приймача.

Загальні втрати при передачі в децибелах виражаються як сума втрат у вільному просторі, дифракційних втрат від дахів на вулицю та зниження через дифракцію на кількох екранах за рядами будівель;

Враховуючи відстань між мобільним та базовим обладнанням  $R$ , втрати у вільному просторі між ними визначаються виразом:

$$L_{fs} = -10 \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

Дифракція від даху вниз до рівня вулиці дає надмірні втрати для мобільної станції:

$$L_{rs} = -20 \lg \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \operatorname{arctg} \left( \operatorname{sign}(\Theta) \sqrt{\frac{\pi^3}{4\lambda} r(1 - \cos \Theta)} \right) \right]$$

$$\text{де } \Theta = \operatorname{arctg} \left( \frac{|\Delta h|}{x} \right), \quad r = \sqrt{(\Delta h)^2 + x^2}$$

являє собою різницю між висотою останньої будівлі ( $|\Delta h|$ ) і висотою рухомої антени, а також горизонтальною відстанню між рухомою та дифрагуючою кромками.

Багаторазові дифракційні втрати на екрані від базових антен через поширення повз ряди будівель залежать від висоти базових антен по відношенню до висоти будівель і від кута падіння. Критерієм зачеплення є встановлена відстань поля.

Передавальною антеною була справжня базова станція, розташована в місті, та працююча на частоті 2100 МГц. Базова станція розташовувалась над дахом на висоті 37 м. Вимірювання потужності коду сигналу (RSCP) проводилися на рівномірній сітці статичних позицій поза приміщеннями. Вимірювані точки були рознесені на 10 метрів, що становить половину типової відстані кореляції у міському сценарії. З цими результуючими рівнями RSCP ми отримали приблизні значення втрат на трасі в кожній точці з урахуванням потужності передачі базової станції, підсилення мобільного терміналу та підсилення антени базової станції для кожної точки шляхом обчислення приблизних значень азимуту та кута місця та точна діаграма спрямованості антени.

Удосконалена антенна система (УАС) складається з антеної решітки, тісно інтегрованої з апаратним та програмним забезпеченням, необхідним для передачі та прийому радіосигналів, а також алгоритмів обробки сигналів для підтримки виконання функцій AAS. Порівняно зі звичайними системами це рішення забезпечує набагато більшу адаптивність і керованість з точки зору адаптації

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		63

діаграм спрямованості антени до трафіку, що швидко змінюється в часі, і умов багатопроменевого поширення радіохвиль. Крім того, кілька сигналів можуть одночасно прийматися або передаватися з різними діаграмами спрямованості.

Модель каналу включає нерегулярну структуру будівель різної висоти, тротуари, паркування, а також садову територію. Знання радіоканалів між антенами користувача та антенами базової станції є ключовим фактором для формування діаграми спрямованості та MIMO як для прийому по висхідній лінії (UL), так і для передачі по низхідній лінії (DL). Для прийому сигналів UL даних оцінки каналу можуть бути визначені з відомих сигналів, прийнятих при передачах UL. Оцінки каналу можна використовувати для визначення того, як комбінувати отримані сигнали для підвищення потужності корисного сигналу і придушення сигналів, що заважають, або від інших сот, або всередині однієї комірки. Передача DL, з іншого боку, зазвичай більш складна, ніж прийом UL, оскільки перед передачею повинні бути доступні відомості про канал. У той час як базове формування променя висуває відносно низькі вимоги до необхідного знання каналу, узагальнене формування променя висуває більш високі вимоги, оскільки потрібно більше подробиць про багатопроменеве поширення. У разі оцінки каналу UL існують відмінності в залежності від того, чи використовується дуплекс із тимчасовим поділом (TDD) або дуплекс із частотним поділом (FDD). Для TDD та сама частота використовується як для UL, так і для DL передачі. Це називається формуванням променя з урахуванням взаємності. Для повної оцінки каналу сигнали повинні надсилатися з кожної антени UE на всіх частотах.

Ціль використання прямокутної антеної решітки полягає в тому, щоб забезпечити промені з високим коефіцієнтом підсилення та можливість спрямовувати ці промені в діапазоні кутів. Підсилення досягається за рахунок конструктивного об'єднання сигналів від ряду антенних елементів. Чим більше елементів антени, тим вище коефіцієнт підсилення. Керованість досягається за рахунок індивідуального управління амплітудою та фазою менших частин антеної решітки. Зазвичай це робиться шляхом поділу антеної решітки на так звані

підрешітки. Можна керувати напрямом та іншими властивостями променя антеної решітки, що створюється.

Створимо об'єкт конфігурації втрат на шляху розповсюдження хвилі для конкретного сценарію – макро-комірки у сільській місцевості. Задайте характеристики так, щоб вони відповідали сценарію сільської макро-комірки із середньою висотою будівлі 7 м та шириною вулиці 25 м. Задана несуча частота 3,5 ГГц. Втрати на шляху між кожною парою базової станції та мобільного абонента приведені на рисунку 3.6.

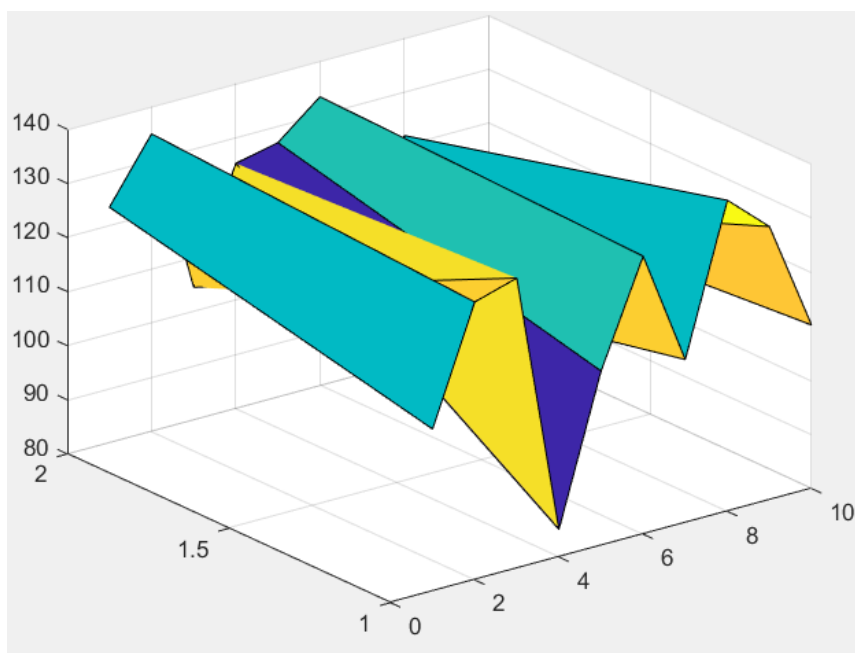


Рисунок 3.6 – Втрати на шляху розповсюдження хвилі

Вкажіть координати двох БС та десяти мобільних абонентів. БС знаходяться на відстані 1 км. один від одного. UE випадково розміщуються всередині квадратної області розміром 2 км на 2 км на висоті від 1 м до 2 м.

Вкажіть умову каналу з прямою видимістю між кожною парою базової станції та мобільних абонентів.

Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата

## Висновки до третього розділу

Проведене дослідження моделі транспортного каналу низхідної лінії зв'язку у середовищі Матлаб. Відстань між під несучими обрана рівною 15 кГц, задіяні 52 ресурсних блоків з нормальним циклічним префіксом для створення ширини смуги пропускання сигналу 10 МГц. Досліджено залежність коефіцієнту помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK та пропускну спроможність транспортного каналу. Зроблений висновок, що при малих відношеннях сигнал-шум необхідно використовувати модуляцію QPSK – вона дає менший коефіцієнт помилок у блоках і більшу пропускну спроможність каналу зв'язку.

Використання модуляції QPSK у транспортному каналі підвищує завадостійкість, але створює високу величину вектора помилки. Мінімальна величина вектора помилки має місце для модуляції 256QAM. Це потребує збільшення потужності на 17 дБ проти модуляції QPSK.

Досліджена модель каналу з врахуванням втрат на шляху розповсюдження в середовищі Матлаб. Зроблений висновок, що втрати на шляху сильно залежать від відстані абонента до базової станції

## ВИСНОВКИ

1. Досліджена модель визначення відношення сигнал-шум для системи зв'язку. При відношенні сигнал-шум 0,05 дБ отримуємо, що потужність сигналу на вході приймача -33 дБм

2. Досліджено коефіцієнт помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK. Менший коефіцієнт помилок у блоках при низькому відношенні сигнал-шум має модуляція QPSK. Модуляція QPSK забезпечує також вищу пропускну спроможність при низьких відношеннях сигнал-шум. Наприклад, при відношенні сигнал-шум 2 дБ пропускну спроможність близька до 100%, а коефіцієнт помилок у блоках близький до 0,01.

3. Використання модуляції QPSK у транспортному каналі підвищує завадостійкість, але має високу величину вектора помилки. Мінімальна величина вектора помилки має місце для модуляції 256QAM. Це потребує збільшення потужності на 17 дБ у порівнянні з QPSK.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		67

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Гусєв О.Ю. Теорія електричного зв'язку / О.Ю. Гусєв, Г.Ф. Конахович, В.І. Корнієнко, Г.В. Кузнецов, О.Ю. Пузиренко. Навч. посібник. - Львів: Магнолія, 2006.– 364 с.

2. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології: Підручник для студентів вищих навчальних закладів / За заг. ред. В. В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 596 с.

3. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів: навч. посібник / О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.

4. Резимов. Л.Т. Естественные радиопомехи / Л.Т, Резимов. – М. : Наука, 1985. – 200 с.

5. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації: навч. Посібник /О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький: ХНУ, 2011. – 245 с.

6. Бойко Ю.М. Дослідження способів завадостійкого кодування для захисту від помилок у цифрових каналах передавання інформації /Ю.М. Бойко, Д.А. Макаришкін, С.В. Івчун // Вісник ХНУ. – 2013. - №2. С.188-195.

7. Рихер С.Г Цифровое вещание / С.Г. Рихтер. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 352 с.

8. Енциклопедичний навчальний довідник : навч. посібник / за ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В. І. Правди. – К. : Вища школа, 1999. – 838 с.

9. Ткачук В. М. Радіопередавальні пристрої : навч. посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця, 2015. – 188 с.

10. Бойко Ю.М. Аналіз ефективності цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації /Ю.М. Бойко, Н.М. Сворінь // Вісник ХНУ, 2011. - № 1. – С. 103 – 110.

11 Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		68

телекомунікаційних систем за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. - Київ : Логос, 2018. - 227 с.

12 Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, О. М. Шинкарук, Л. В. Карпова, І. І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2019. – 218 с.

13. Кваліфікаційний проєкт : методичні вказівки щодо його підготовки та виконання здобувачами вищої освіти (ОР «бакалавр») спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / уклад.: С. К. Підченко, А. А. Таранчук, В. І. Стецюк, О. С. Пивовар. Хмельницький: ХНУ, 2021. – 71 с.

14. Бойко Ю.М. Текстові документи. Загальні вимоги СОУ 207.01:2017 / Ю.М. Бойко, Г.В. Красильникова, Л.І. Першина, Т.Ф. Косянчук. – Хмельницький : ХНУ, 2017. – 45 с.

					КПТР.2018008.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		69

Відгук на кваліфікаційну роботу виконану за темою  
«Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління»  
студента гр. ТР-18-1 Семенюка В.О.

Розрахунок бюджету каналу важливий для визначення вартості розростання мережи. Основні результати визначення бюджету каналу є: радіус комірки; необхідна кількість базових станцій 5G; досягнута ємність та пропускна здатність (на межі комірки). Розгортання мереж 5G очікується на Україні, тому тема роботи є актуальною.

У кваліфікаційному проєкті студента Семенюка В.О. проаналізовані існуючі математичні моделі каналів зв'язку з білим Гаусовим шумом, їх переваги, недоліки та обмеження. На основі проведеного аналізу створена модель визначення відношення сигнал-шум, розрахований бюджет каналу. Канал поширення вводить ряд ефектів, таких як кореляція, поляризація антени та коефіцієнт підсилення антенного елемента. Ці ефекти впливають на потужність сигналу приймача. Досліджено коефіцієнт помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK. Зроблений висновок, що використання модуляції QPSK у транспортному каналі підвищує завадостійкість, але має високу величину вектора помилки. Мінімальна величина вектора помилки має місце для модуляції 256QAM. Це потребує збільшення потужності на 17 дБ у порівнянні з QPSK.

В цілому під час роботи над кваліфікаційним проєктом студент Семенюк В.О. проявив себе як грамотний спеціаліст в галузі телекомунікацій, показав вміння та навички і набуті компетентності в розрахунках та плануванні каналу.

Кваліфікаційний проєкт виконано на високому технічному рівні, він має безперечну актуальність в області сучасних телекомунікацій, а студент Семенюк В.О. заслуговує оцінки «відмінно».

Професор кафедри телекомунікацій, медійних  
та інтелектуальних технологій



Бойко Ю.М.

## Рецензія

опонента на бакалаврську кваліфікаційну роботу виконану за темою:  
«Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління»  
студента гр. ТР-18-1 Семенюка В.О.

В кваліфікаційному проєкті студента Семенюка В.О. проведено моделювання каналу зв'язку з адитивним білим гаусовим шумом для систем зв'язку п'ятого покоління. Канал поширення вводить ряд ефектів, таких як кореляція, поляризація антени та коефіцієнт підсилення антенного елемента. Ці ефекти каналу можуть впливати на потужність сигналу приймача. Розраховано бюджет каналу. Бюджет каналу дозволяє розрахувати радіус комірки за заданою чутливістю приймача. Досліджено коефіцієнт помилок у блоках від відношення сигнал-шум транспортного каналу для модуляції 16QAM і QPSK. Менший коефіцієнт помилок у блоках при низькому відношенні сигнал-шум має модуляція QPSK. Модуляція QPSK забезпечує також вищу пропускну спроможність при низьких відношеннях сигнал-шум. Наприклад, при відношенні сигнал-шум 2 дБ пропускну спроможність близька до 100%, а коефіцієнт помилок у блоках близький до 0,01. Використання модуляції QPSK у транспортному каналі підвищує завадостійкість, але має високу величину вектора помилки. Мінімальна величина вектора помилки - для модуляції 256QAM. Це потребує збільшення потужності на 17 дБ у порівнянні з QPSK. Досліджена модель визначення відношення сигнал-шум для системи зв'язку. При відношенні сигнал-шум 0,05 дБ отримуємо, що потужність сигналу на вході приймача -33 дБм.

В цілому проєкт каналу передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління виконано на високому технічному рівні, має актуальність в області сучасних телекомунікацій, а студент Семенюк В.О. заслуговує оцінки «відмінно».

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



**Олександр СРЬОМЕНКО**

Завідувачу кафедри телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних технологій ХНУ  
Підченку Сергію Костянтиновичу \_\_\_\_\_  
здобувача вищої освіти, студента Семенюка  
Віталія Олеговича, факультету інформаційних  
технологій, 4-го курсу, група ТР-18-1

### ЗАЯВА

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

Також надаю університету право на передачу мого кваліфікаційного проекту виконаного за темою «Радіоприймальний пристрій з цифровою фільтрацією» для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

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

30.05.2022

дата



підпис

**РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ**  
**ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ**

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

Назва: Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління

Автор: Семенюк Віталій Олегович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: д.т.н., професор Бойко Юлій Миколайович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

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

Підтвердження: Виявленні запозичення не є плагіатом так як розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (є власні терміни, визначення тощо), складають 3,27% та мають посилання на приведений список літературних джерел.

«30» травня 2022 р.

Науковий керівник



Бойко Ю.М.

Завідувач кафедрою ТМІТ

Підченко С.К.



Имя пользователя:  
Kafedra TMIT KhNU

ID проверки:  
1011386143

Дата проверки:  
30.05.2022 21:18:04 EEST

Тип проверки:  
Doc vs Internet

Дата отчета:  
30.05.2022 21:35:26 EEST

ID пользователя:  
100005657

Название файла: Семенюк\_TP18\_1

Количество страниц: 69 Количество слов: 14054 Количество символов: 102644 Размер файла: 2.72 MB ID файла: 1011269978

**2.73%**  
**Совпадения**

Наибольшее совпадение: 1% с Интернет-источником (<http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/9520/1/%D0%9>).

Mon May 30 21:50:27 EEST 2022, Стецюк Віктор Іванович, Хмельницький національний університет, ХНУ

## Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 1.0%

Словари проверки: en\_US, ru\_RU, ua\_UA. Ошибок в документах: 7%

ID: 104239 Название: Канал передачі систем рухомого зв'язку п'ятого покоління Добавлено в БД: 2022-05-30 Авторы: Семенюк Віталій Олегович Руководители: Бойко Юлій Миколайович Консультанты: Опоненты:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	79249	1187	1764 (2%)	28 (2%)

### Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы