

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра
(ступінь вищої освіти)

на тему **ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ СТІЛЬНИКОВИХ СИСТЕМ**

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-913м

Спеціальності _____

172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Інформаційні мережі зв'язку»

ГЛАЗУНОВ М.Г.
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник СМЕТАНІН І.М.
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)


Рецензент _____
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

2024 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
(код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) «Інформаційні мережі зв'язку»
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ 
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК
 «___» грудня 2024 року

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

ГЛАЗУНОВА Максима Григоровича

(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Дослідження часової синхронізації стільникових систем

керівник проєкту (роботи) ст. викладач, СМЕТАНІН Ігор Миколайович

(науковий ступінь, вчене звання, ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «15» жовтня 2024 року № 416

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 10 грудня 2024 року

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Бездротова мережа стільникового зв'язку п'ятого покоління. Приймальний й передавальний пристрої мережі 5G.

Часова синхронізація OFDM-сигналу між приймальним й передавальним пристроями. Багатопроменевий канал поширення радіохвиль.

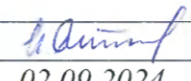
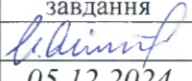


4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Аналіз предметної області. Корекція зсуву частоти дискретизації.

Основні етапи обробки сигналу у висхідному каналі радіозв'язку 5G. Модель сигналу в приймальному тракті. Ефекти від зсуву частоти дискретизації. Метод корекції зсуву частоти дискретизації і його обмеження. Аналіз методів визначення зсуву носійної частоти. Оцінка зсуву початкового символу в системі 5G. Оцінка зсуву частоти дискретизації. Моделювання.

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

Презентація роботи в Microsoft PowerPoint з поясненням алгоритму проведення досліджень, розрахунків, скріншотами моделювання різноманітних сценаріїв у програмному пакеті, основні математичні формули, що використовувалися в роботі та отримані результати у вигляді графіків, схемних рішень.

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-4	СМЕТАНІН І.М., ст.викл. кафедри РТТ	 02.09.2024	 05.12.2024
нормо-контроль	МОРОЗ Г.В., ст.викладач кафедри РТТ		

7. Дата видачі завдання « 02 » вересня 20 24 року.

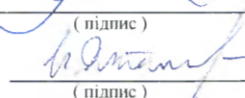
КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Аналіз предметної області.	1-2 тижні	виконано
2	Корекція зсуву частоти дискретизації.	3-й тиждень	виконано
3	Основні етапи обробки сигналу у висхідному каналі радіозв'язку 5G.	4-й тиждень	виконано
4	Модель сигналу в приймальному тракті.	5-6 тижні	виконано
5	Ефекти від зсуву частоти дискретизації.	7-й тиждень	виконано
6	Метод корекції зсуву частоти дискретизації і його обмеження.	8-9 тижні	виконано
7	Аналіз методів визначення зсуву носійної частоти.	10-й тиждень	виконано
8	Оцінка зсуву початкового символу в системі 5G.	11-й тиждень	виконано
9	Оцінка зсуву частоти дискретизації.	12-й тиждень	виконано
10	Моделювання.	13-й тиждень	
11	Оформлення пояснювальної записки та презентації	14-й тиждень	виконано
12	Проходження нормконтролю, рецензування, анти-плагіату, оформлення дублінського ядра	14-15 тижні	виконано

Студент(ка)


(підпис)
Максим ГЛАЗУНОВ
(ім'я ПРИЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)


(підпис)
Ігор СМЕТАНІН
(ім'я ПРИЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 57 с., 16 рис., 4 табл., 25 джерел.

5G, OFDM, ЧАСОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ.

Об'єкт дослідження – часова синхронізація між приймальним й передавальним пристроями системи стільникового зв'язку п'ятого покоління.

Мета роботи – підвищення точності оцінювання зсуву початкового символу зсуву частоти.

Метод дослідження – машинний аналіз.

Запропоновано метод компенсації зсуву частоти дискретизації у висхідному каналі системи стільникового зв'язку п'ятого покоління шляхом прямої корекції спотворень, внесених у переданий сигнал наявністю зсуву, що не допускає якої-небудь оцінки величини зсуву. Метод ґрунтується на використанні опорних сигналів, рекомендованих стандартами 3GPP. Результати чисельного моделювання показали, що використання запропонованого методу дозволяє підвищити ефективність передачі даних по багатопроменевому радіоканалі більш ніж на 15% у широкому діапазоні значень відносини сигнал/шум.

Для зниження обчислювальної складності наявного методу оцінювання зсуву початкового символу, запропоновано модифікацію алгоритму, у якій крос-кореляція обчислюється паралельно для кожного символу DMRS, що дозволило розробити новий метод оцінки зсуву частоти дискретизації, заснований на оцінці часового інтервалу між двома послідовними DMRS сигналами на виході узгодженого фільтра. Показано, що використання параболічної апроксимації локальних областей навколо кореляційних піків

на виході узгоджених фільтрів забезпечує точне вимірювання часової відстані між прийнятими DMRS-сигналами. Результати чисельного моделювання показали, що використання запропонованого методу забезпечує оцінку зсуву частоти дискретизації з точністю не гірше 1 ppm у всьому діапазоні значень відношення сигнал/шум.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	7
Вступ.....	8
1 Аналіз предметної області.....	9
1.1 Огляд літератури.....	9
1.2 Мета дослідження	10
2 Корекція зсуву частоти дискретизації	11
2.1 Основні етапи обробки сигналу у висхідному каналі радіозв'язку 5G NR	11
2.2 Модель сигналу в приймальному тракті	14
2.3 Ефекти від зсуву частоти дискретизації	17
2.4 Метод корекції зсуву частоти дискретизації.....	19
2.5 Моделювання.....	22
2.6 Обмеження методу корекції зсуву частоти дискретизації.....	30
3 Метод визначення зсуву носійної частоти	34
3.1 Аналіз методів визначення зсуву носійної частоти.....	34
3.2 Оцінка зсуву початкового символу в системі 5G	35
3.3 Оцінка зсуву частоти дискретизації.....	43
3.4 Моделювання.....	48
Висновки	54
Перелік джерел посилань	55

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

AWGN	–	Additive White Gaussian Noise
BER	–	Bit Error Ratio
DMRS	–	Demodulation Reference Signal
ICI	–	Inter Carrier Interference
LDPC	–	Low Density Parity Check
OFDM	–	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PTRS	–	Phase Tracking Reference Signal
PUSCH	–	Physical Uplink Shared Channel
SRS	–	Sounding Reference Signal
UCI	–	Uplink Control Information
АЦП	–	аналого-цифрове перетворення
ДПФ	–	дискретне перетворення Фур'є
ЗПС	–	зсув початкового символу
ЗЧД	–	зсув частоти дискретизації
ЦАП	–	цифро-аналогове перетворення

ВСТУП

Мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) є основним видом модуляції для систем стільникового зв'язку п'ятого покоління (5G NR) [1]. Це обумовлено тим, що OFDM забезпечує гарну стійкість до частотно-селективних завмирань, володіє високою спектральною ефективністю і гнучкістю при розподілі частотно-часових ресурсів [2]. З іншого боку, при використанні OFDM мобільна система зв'язку стає вкрай чутливою до помилок синхронізації передавального і приймального пристроїв.

Можна виділити два основних види таких помилок:

а) перший з них пов'язаний зі зсувом носійної частоти прийнятого радіосигналу щодо частоти гетеродина приймального пристрою;

б) другий тип зв'язаний зі зсувом частоти дискретизації (ЗЧД) сигналу, тобто обумовлений різницею в частотах цифро-аналогового (ЦАП) і аналого-цифрового перетворень (АЦП) у передавачі і приймачі, відповідно.

Методи оцінки і корекції помилок першого типу добре вивчені [3]. Проблема ж корекції помилок другого типу дотепер представляється більш складною, і саме вона розглядається в даній роботі.

1 АНАЛІЗ ПРЕДМЕТНОЇ ОБЛАСТІ

1.1 Огляд літератури

Перші результати з оцінки впливу величини зсуву частоти дискретизації на ймовірність бітової помилки в системах зв'язку з OFDM модуляцією наведені в [4]. Тут показано, що величина коефіцієнта бітових помилок BER (Bit Error Ratio) пропорційна квадратові зсуву частоти дискретизації і за квадратичним законом залежить від індексу підносійної в OFDM сигналі.

Станом на сьогодні, можна виділити три основних методи оцінки величини зсуву частоти дискретизації:

а) для оцінки зсуву використовується циклічний префікс [5]. Ефективність цього методу визначається співвідношенням довжини циклічного префікса і ширини спектра затримок багатопроменевого радіоканалу. Як наслідок, його використання вимагає наявності точної інформації про каналні характеристики;

б) використання пілотних чи синхронізаційних OFDM символів [6–8]. Уведення спеціальних символів у OFDM сигнал може істотно знизити спектральну ефективність системи зв'язку в цілому, що і є основним недоліком цього методу;

в) адаптивні методи [9]. До їхніх недоліків можна віднести їхню високу обчислювальну складність і низьку ефективність за великих значень зсуву частоти дискретизації.

Крім оцінки величини зсув частоти дискретизації необхідні методи корекції зсуву частоти дискретизації. Тут також можна виділити три основних підходи:

– перший з них засновано на передискретизації прийнятого сигналу в

часовій області [10]. Висока обчислювальна складність такого підходу робить його непридатним у системах мобільного радіозв'язку, де обробка сигналу повинна проводитися в режимі реального часу;

– другий підхід засновано на прямому підлаштуванні частоти аналого-цифрового перетворювача приймальної системи [11]. Як відзначається в [12], такий підхід істотно збільшує вартість приймальної апаратури;

– третій підхід припускає поворот сигнального сузір'я (constellation diagram) у спектральній області [11]. Він ґрунтується на тім факті, що зсув частоти дискретизації призводить до фазового зсуву в спектральній області. Величина зсуву прямо пропорційна індексові підносійної в OFDM сигналі.

Спільним для всіх трьох підходів є те, що ефективність корекції визначається, насамперед, точністю оцінки величини зсув частоти дискретизації.

1.2 Мета дослідження

Задамося питанням: чи можливо розробити метод корекції, що не припускає використання якого-небудь методу оцінки величини зсув частоти дискретизації? Наприклад, він може ґрунтуватися на тому, що зсув частоти дискретизації в спектральній області призводить до тих же ефектів, що й зсув носійної частоти сигналу: міжканальної інтерференції й повороту фази. Як відзначено в [4, 9], рівень міжканальної інтерференції малий, і цей ефект може розглядатися як деякий адитивний шум. Таким чином, задача корекції ефекту від зсуву частоти дискретизації зводиться до задачі повороту сигнального сузір'я після демодуляції.

Метою дослідження є усунення впливу зсуву частоти дискретизації на телекомунікаційну систему зв'язку.

2 КОРЕКЦІЯ ЗСУВУ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ

2.1 Основні етапи обробки сигналу у висхідному каналі радіозв'язку 5G NR

Передача даних від користувача на базову станцію у висхідному каналі радіозв'язку здійснюється спеціально виділеним каналом PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) [1]. Основні етапи обробки сигналу цього каналу на передавальному і приймальному пунктах наведено на рисунку 2.1.

Як показано на рисунку 2.1, формування сигналу на передавальному боці здійснюється наступним чином. Насамперед, здійснюється розрахунок розміру пакета даних і додається контрольна сума (CRC). Далі, кожен пакет піддається процедурі LDPC-кодування (Low Density Parity Check – код з низькою щільністю перевірок на парність), після якого здійснюється мультиплексування закодованих даних з контрольною інформацією UCI (Uplink Control Information). У результаті виходить так назване кодове слово, що піддається процедурі скремблювання.

На наступному кроці виконується процедура модуляції (QPSK, 16QAM, 64QAM чи 256QAM), що перетворює бітові послідовності на набір комплексних модуляційних символів.

Отримана послідовність комплексних значень піддається прямому швидкому перетворенню Фур'є (ШПФ), після чого здійснюється розподіл комплексних значень по частотно-часовій сітці ресурсів. На цьому кроці для кожної передавальної антени формується набір віртуальних ресурсів-блоків (Virtual Resource Block, VRB), що потім відображаються на фізичні ресурси-блоки (Physical Resource Block, PRB). Завершується формування переданого сигналу процедурою OFDM-модуляції.

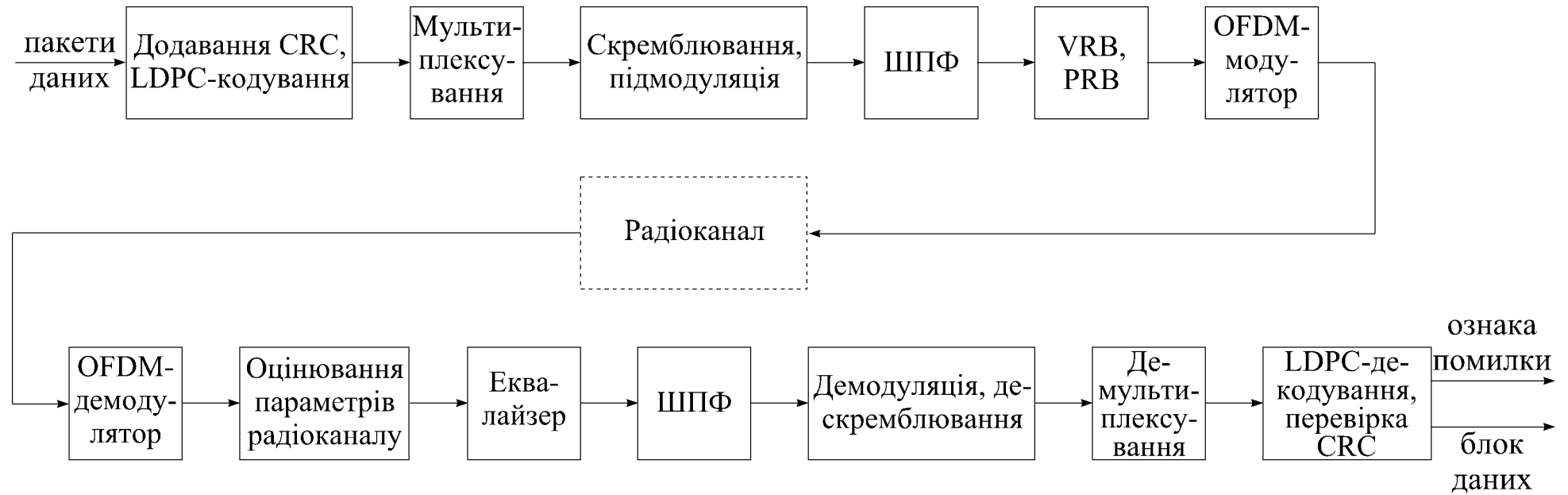


Рисунок 2.1 – Основні етапи обробки сигналу у висхідному каналі

Сформований сигнал пропускається в загальному випадку через багатопроменевий канал поширення радіохвиль, у якому до сигналу неминуче додаються шуми AWGN (Additive White Gaussian Noise – адитивний білий гаусівський шум).

У приймальному тракті після OFDM-демодуляції здійснюється процедура оцінювання параметрів (стану) каналу, що дозволяє оцінити методом мінімуму середньоквадратичної помилки (Minimum Mean Square Error, MMSE) коефіцієнти MMSE-еквалайзера. На наступному кроці прийнятий сигнал піддається еквілізації, що дозволяє видалити ефекти, внесені до сигналу радіоканалом, і відновити значення комплексних модуляційних символів.

Подальша обробка прийнятого сигналу повторює кроки обробки в передавальному тракті в зворотному порядку.

В підсумку, на виході приймального тракту формується оцінка декодованих даних. Порівняння розрахованого й прийнятого значень контрольної суми дозволяє сформувати сигнал помилки (ознака помилки), що повідомляє про наявність помилок у прийнятому пакеті даних.

При передачі OFDM-символи організовані в структуру, що складається зі слотів. Слот визначений як часовий інтервал, що містить N_f OFDM-символів. Кожен OFDM-символ, у свою чергу, задається послідовністю з N комплексних QAM-символів, модульованих взаємно ортогональними на символному часовому інтервалі коливаннями підносійної.

Демодуляція виконується за алгоритмом зворотного швидкого перетворення Фур'є. Перед передачею, до початку кожного OFDM-символу додається циклічний префікс.

Вирази для розрахунку значень відліків OFDM-символу можна записати у вигляді:

$$s(n) = \begin{cases} x(n+N), & -N_g \leq n < 0 \\ x(n), & 0 \leq n < N, \end{cases}$$

де X_k – комплексні значення QAM-символів;

N – кількість QAM-символів;

N_g – довжина циклічного префікса;

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}}$$

2.2 Модель сигналу в приймальному тракті

При моделюванні сигналу в приймальному тракті системи мобільного зв'язку враховувалися кілька факторів.

По-перше, враховувався багатопроменевий характер поширення радіохвиль, що є звичайним для умов роботи системи мобільного радіозв'язку.

По-друге, бралось до уваги обов'язкове додавання до прийнятого сигналу теплових шумів.

По-третє, модель сигналу дозволяє врахувати відмінність носійної частоти OFDM-сигналу від частоти гетеродина в приймальному тракті.

Нарешті, до моделі сигналу введено можливість обліку зсуву частоти роботи ЦАП у передавальному тракті щодо частоти роботи АЦП у приймальному, тобто введена можливість обліку зсуву частоти дискретизації.

Для моделювання багатопроменевості, у роботі використовувалася TDL (Tapped-Delay Line) модель [13] багатопроменевого каналу поширення радіохвиль, що подає радіоканал у вигляді лінії затримки з відводами.

Імпульсна характеристика такого каналу може бути представлена у виді:

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} g_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) ,$$

де $L(t)$ – мінлива у часі випадкова кількість перевідбитих променів, що приходять у крапку прийому;

$g_l(t)$ визначає випадкові амплітуду і фазу сигналу в промені з номером l ;

τ_l задає значення випадкової затримки сигналу в l -промені.

Для моделювання наявності в прийнятому сигналі теплових шумів використовувалася модель адитивного білого гаусівського шуму.

Зсув носійної частоти прийнятого сигналу щодо частоти гетеродина в приймальному тракті введено в модель у такий спосіб. Нехай прийнятий сигнал з носійною частотою f_c домножується за гетеродинування на гармонійне коливання з частотою

$$f_e = (1 + \zeta) \cdot f_c,$$

де ζ – відносний зсув частоти гетеродину.

Величина ζ визначає додатковий фазовий зсув $2\pi\zeta f_c T$, що набувається кожним дискретним відліком сигналу за гетеродинування на часовому інтервалі T_s , рівному крокові дискретизації в передавальному тракті.

Таким чином, для введення в модель прийнятого сигналу зсуву носійної частоти, достатньо послідовність його дискретних відліків домножити на $e^{j2\pi\zeta f_c n}$, де n – номер відліку.

Зсув частоти дискретизації легко врахувати, якщо ввести відносну зміну кроку дискретизації ε . Крок дискретизації в приймальному тракті системи мобільного зв'язку визначимо як:

$$T'_s = (1+\varepsilon) \cdot T_s.$$

Якщо величина ε позитивна (негативна), то n -й відлік у прийнятому сигналі береться на $n \cdot \varepsilon \cdot T_s$ секунд раніш (пізніше), чим він був би узятий за відсутності зсуву частоти дискретизації.

З урахуванням вищесказаний сигнал у приймальному тракті після видалення циклічного префікса може бути записаний у виді:

$$\begin{aligned} r(n) &= e^{j2\pi\zeta f_c n} \sum_{l=0}^{L(n)-1} g_l(n) s((\varepsilon + 1)n - \tau_l(n)) + w(n) = \\ &= \frac{e^{j2\pi\zeta f_c n}}{N} \sum_{l=0}^{L(n)-1} g_l(n) \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N} k(n(\varepsilon+1) - \tau_l(n))} + w(n) = \\ &= \frac{e^{j2\pi\zeta f_c n}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N} kn(\varepsilon+1)} \left(\sum_{l=0}^{L(n)-1} g_l(n) e^{-j\frac{2\pi}{N} k\tau_l(n)} \right) + w(n) = \\ &= \frac{e^{j2\pi\zeta f_c n}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k(n) e^{j\frac{2\pi}{N} kn(\varepsilon+1)} + w(n) \end{aligned}, \quad (2.1)$$

де $H_k(n)$ – передатна функція багатопроменевого каналу на k -підносійної OFDM-сигналу:

$$H_k(n) = \sum_{l=0}^{L(n)-1} g_l(n) e^{-j\frac{2\pi}{N} k\tau_l(n)} ;$$

де $w(n)$ – відліки білого гаусівського шуму.

2.3 Ефекти від зсуву частоти дискретизації

Для аналізу ефектів, внесених наявністю зсуву частоти дискретизації у прийнятий сигнал, покладемо відносний зсув носійної частоти в (2.1) $\zeta = 0$ і проведемо OFDM-демодуляцію математичної моделі сигналу, тобто застосуємо до виразу (2.1) пряме дискретне перетворення Фур'є:

$$\begin{aligned}
 Y_k &= \sum_{m=0}^{N-1} r(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}km} = \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l H_l(n) e^{j\frac{2\pi}{N}lm(\varepsilon+1)} \right) e^{-j\frac{2\pi}{N}km} + \sum_{m=0}^{N-1} w(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}km} = \\
 &= X_k \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H_k(m) e^{j\frac{2\pi}{N}mk\varepsilon} + \frac{1}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \left(\sum_{m=0}^{N-1} H_l(m) e^{j\frac{2\pi}{N}m(l\varepsilon+l-k)} \right) + N_k = \\
 &= X_k \Sigma_k + ICI_k + N_k = X_k |\Sigma_k| e^{j\arg(\Sigma_k)} + ICI_k + N_k, \tag{2.2}
 \end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned}
 \Sigma_k &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H_k(m) e^{j\frac{2\pi}{N}mk\varepsilon}, \\
 ICI_k &= \frac{1}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \left(\sum_{m=0}^{N-1} H_l(m) e^{j\frac{2\pi}{N}m(l\varepsilon+l-k)} \right), \\
 N_k &= \sum_{m=0}^{N-1} w(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}km}.
 \end{aligned}$$

З виразу (2.2) очевидно, що наявність зсуву частоти дискретизації призводить до трьох ефектів.

По-перше, експонентний множник у першому доданку призводить до повороту фази модуляційного символу X_k .

По-друге, амплітудний множник у першому ж доданку забезпечує амплітудні спотворення.

Третій ефект описується другим доданком. Він обумовлений порушенням взаємної ортогональності коливань підносійних на символічному інтервалі за наявності зсуву частоти дискретизації і звичайно в літературі позначається як ICI (Inter Carrier Interference – інтерференція підносійних).

Перші два ефекти, які вносять зсув частоти дискретизації, як видно з виразу (2.2), залежать від параметрів багатопроменевого каналу. Очевидно, що параметри радіоканалу у випадку мобільного радіозв'язку змінюються в часі. Це унеможлиблює поділ ефектів у приймачі на:

- а) ті, які вносяться багатопроменевістю;
- б) ті, які виникають через наявність зсуву частоти дискретизації.

Це пояснює низьку ефективність відомих методів корекції прийнятого сигналу, заснованих на неточній оцінці величини зсуву частоти дискретизації.

Третій ефект (інтерференцію підносійних) обумовлено порушенням взаємної ортогональності підносійних в OFDM-сигналі, що проявляється як просочування частини потужності, переданої на тій чи іншій підносійній модуляційного символу, у сусідні підносійні.

Таким чином, цей ефект набуває вигляду деякого додаткового адитивного шуму, що трохи знижує відношення сигнал/шум у демодуляторі і, як наслідок, збільшує ймовірність бітової помилки. У даній роботі передбачається, що потужність цього додаткового шуму досить мала [4, 9], тому корекція ефектів, внесених наявністю зсуву частоти дискретизації, зводиться до амплітудно-фазової корекції прийнятих модуляційних символів.

2.4 Метод корекції зсуву частоти дискретизації

Для корекції амплітудно-фазових спотворень модуляційних символів після OFDM-демодуляції в системах мобільного радіозв'язку використовуються опорні сигнали, значення яких відомі на приймальному боці. У висхідному каналі зв'язку системи 5G NR передбачено кілька опорних сигналів.

По-перше, це – DMRS (Demodulation Reference Signal – опорний сигнал демодуляції), що використовується для оцінки каналних спотворень.

По-друге, PTRS (Phase Tracking Reference Signal – опорний сигнал супроводу фази), що використовується для корекції фази й пригнічення фазових шумів.

По-третє, SRS (Sounding Reference Signal – опорний сигнал зондування), використовуваний базовою станцією для оцінки якості зв'язку на різних частотах.

Сигнал DMRS вставляється в початок кожного слоту, що містить дані, передані каналом PUSCH, і використовується в блоці "Оцінювання параметрів каналу" для розрахунку коефіцієнтів "Еквалайзера" (рис. 2.1).

Процедура еквілізації ефективно коректує амплітудні спотворення, внесені в модуляційні символи за передавання OFDM-сигналу багатопробієвим каналом. Це відноситься і до амплітудних спотворень, внесених до сигналу за наявності зсуву частоти дискретизації.

Таким чином, задача корекції ефектів, внесених зсувом частоти дискретизації, зводиться до задачі корекції тільки фазових спотворень, тобто до оцінки і корекції додаткового повороту крапок сузір'я модуляційних символів.

Пропонований метод базується на використанні сигналу PTRS. Значення цього сигналу розподілені в частотній області досить рідко. Вони передаються в кожному чи четвертому ресурсі-блоці (кожен ресурс-

блок поєднує шість послідовно розташованих подносійних OFDM-сигналів). В часовій області вони передаються в першому OFDM-символі, призначеному для передавання у висхідному каналі, і повторюються в кожному L -ому символі. Параметр L може набувати значень 1, 2 чи 4.

Позначимо значення прийнятого сигналу PTRS після еквілізації як Y_k :

$$Y_k = P_k e^{j\varphi_k} + Z_k,$$

де P_k – справжні значення PTRS-сигналу, відомі на приймальному боці;
 φ_k – залишкові фазові спотворення, не скомпенсовані за еквілізації OFDM-сигналу;

Z_k – адитивний шум,

$$0 < k < N.$$

Задача корекції спотворень, внесених зсувом частоти дискретизації, таким чином, зводиться до задачі оцінки величини φ_k за заданими значеннями Y_k й P_k . Оцінка величини φ_k методом найменших квадратів дає значення:

$$\hat{\varphi}_k = \arg \left(\frac{Y_k}{P_k} \right). \quad (2.3)$$

Корекція фазових спотворень полягає в домноженні комплексних значень модуляційних символів висхідного каналу на довертальний множник $e^{-j\hat{\varphi}_k}$.

На рисунку 2.2 представлена модифікована послідовність дій по обробці сигналу у висхідному каналі зв'язку 5G NR (новий блок підписано жирним шрифтом).

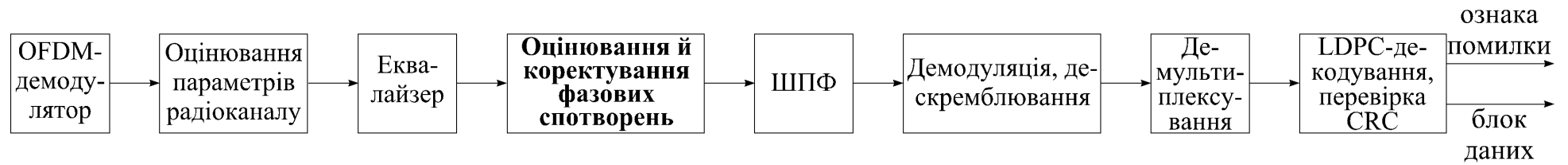


Рисунок 2.2 – Схема обробки сигналу у висхідному каналі

Насамперед, за приймання сигналу, здійснюється оцінка амплітудно-фазових спотворень на основі прийнятих значень сигналу DMRS. Отримана оцінка дозволяє обчислити коефіцієнти еквайзера. Для розрахунку цих коефіцієнтів використовувався алгоритм мінімізації середньоквадратичної помилки.

Після еквилізації модуляційних символів здійснюється оцінка і корекція фазових спотворень, внесених до сигналу зсувом частоти дискретизації. Цей розрахунок здійснюється відповідно до виразу (2.3) на основі відомих значень сигналу PTRS.

Подальша обробка скоректованих значень модуляційних символів збігається зі стандартною обробкою сигналів у висхідному каналі, забезпечуючи отримання блоків декодованих даних й ознаки помилки.

Варто відзначити, що точність оцінки фазових спотворень, внесених зсувом частоти дискретизації, сильно залежить від частоти розташування сигналу PTRS у часовій області, тобто від параметра L . Чим частіше повторюється опорний сигнал, тим точніше оцінка некомпенсованих за еквилізації фазових спотворень. З іншого боку, висока щільність у часі сигналу PTRS призводить до зниження спектральної ефективності висхідного каналу зв'язку (тобто знижується кількість інформаційних біт, переданих у секунду на 1 Гц).

2.5 Моделювання

За чисельного моделювання багатопроменевого каналу поширення радіохвиль використовувався набір параметрів радіоканалу TDLA30-10, рекомендований у [14] для діапазону FR1. Відповідно до рекомендацій, ширина спектра затримок задавалася рівної 30 нс, а величина доплеровського зсуву обмежувалася 10 Гц. Параметри сигналу висхідного каналу, використувані при моделюванні, приведено в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Параметри сигналу у висхідному каналі

Тривалість радіокадру	10 мс
Ширина смуги	50 МГц
Рознесення підносійних	15 кГц
Кількість використаних підносійних	300
Довжина перетворення Фур'є в OFDM модуляторі	4096
Частота дискретизації	61,44 МГц
Швидкість кодування	0,47
Вид модуляції	QPSK
Схема передачі	codebook
Кількість передавальних антен	2
Кількість приймальних антен	2

В якості метрик, що демонструють ефективність запропонованого методу корекції спотворень від наявності зсув частоти дискретизації, використовуються:

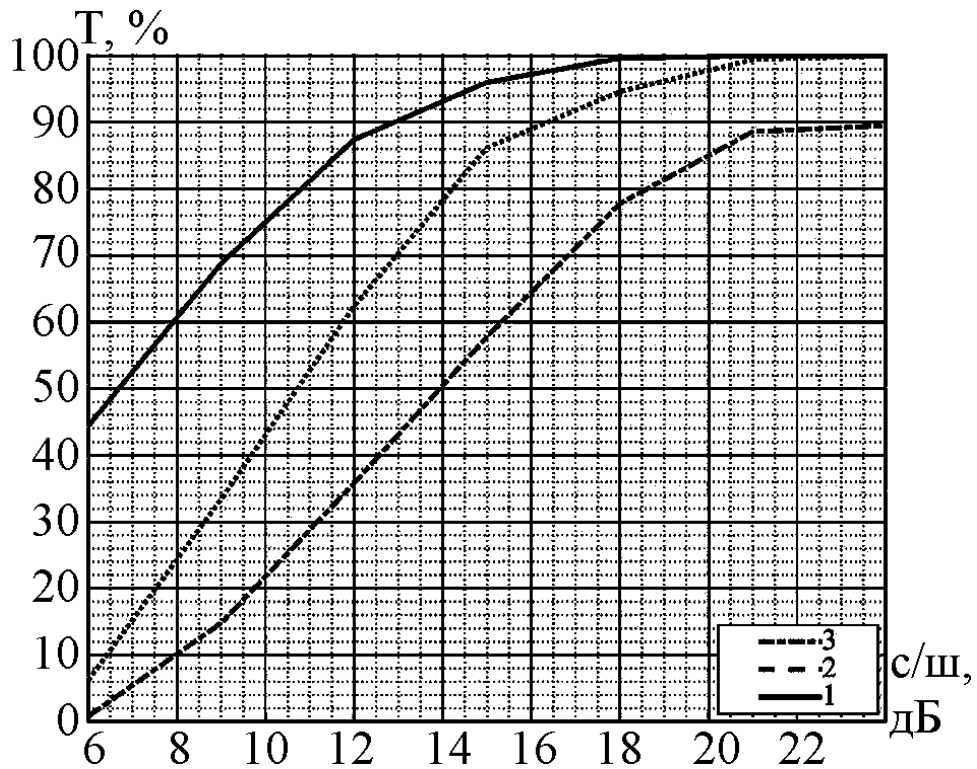
- а) частота блоків з помилками BLER (Block Error Rate);
- б) пропускна здатність (Throughput).

Метрика BLER рекомендується до використання за оцінювання завадостійкості систем зв'язку з пакетною передачею інформації, у яких дані передаються пакетами фіксованої довжини. Величина BLER визначається як відношення кількості блоків даних фіксованої довжини, прийнятих з помилкою (тобто, що мають після декодування невірне значення CRC), до загального числа переданих блоків.

Метрика Throughput вимірюється у відсотках і визначає відносну кількість блоків, прийнятих без помилок (з вірною контрольною сумою CRC).

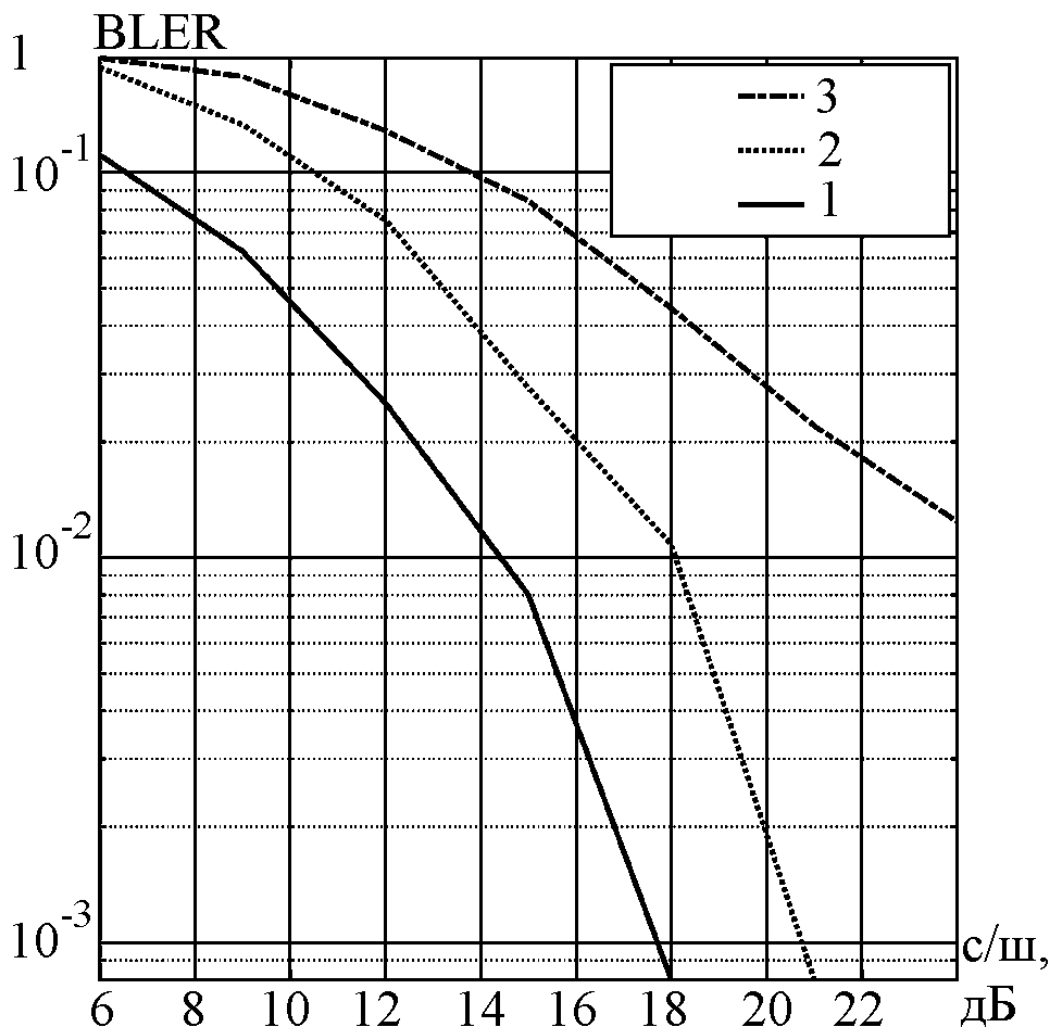
На рисунку 2.3 наведено залежність пропускної здатності системи зв'язку за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=30 \cdot 10^{-6}$, а на рисунку 2.4 –

BLER.



- - за відсутності зсуву частоти дискретизації;
- - - - за наявності зсуву частоти дискретизації й корекції;
- - - - за наявності зсуву частоти дискретизації й без корекції.

Рисунок 2.3 – Залежність пропускної здатності системи зв'язку від відношення сигнал/шум за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=30 \cdot 10^{-6}$



- — за відсутності зсуву частоти дискретизації;
 - - - - за наявності зсуву частоти дискретизації й корекції;
 - · - · - за наявності зсуву частоти дискретизації й без корекції.

Рисунок 2.4 – Залежність BLER від відношення сигнал/шум за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=30 \cdot 10^{-6}$

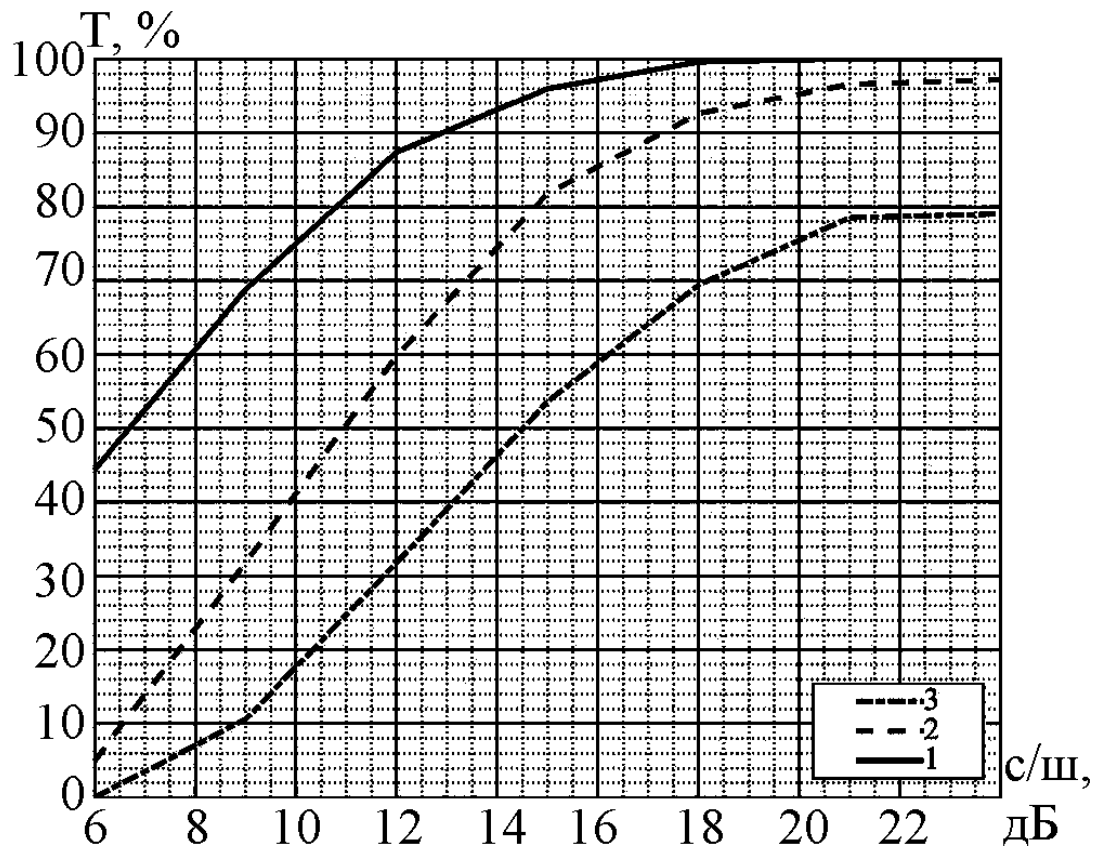
Моделювання проводилося для двох значень параметру зсуву частоти дискретизації: $\zeta=30 \cdot 10^{-6}$ й $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$. Відзначимо, що в більшості стандартів радіозв'язку максимальний зсув носійної частоти задається в діапазоні $\zeta=\pm 20 \cdot 10^{-6}$.

На рисунку 2.3 представлена залежність величини Throughput від відношення сигнал/шум у багатопроменевому радіоканалі TD-LA30-10. Крива 1 побудована за відсутності зсуву частоти дискретизації. Крива 2 – за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=30 \cdot 10^{-6}$ і за використання запропонованого методу корекції. Крива 3 побудована для випадку, коли зсув частоти дискретизації складає $\zeta=30 \cdot 10^{-6}$, але корекція не здійснюється. На мал. 2.4 для тих же умов представлена залежність величини BLER від відношення сигнал/шум.

З рисунку 2.3 видно, що використання запропонованого методу дозволяє підвищити пропускну здатність системи. Підвищення пропускну здатності сильно залежить від відношення сигнал/шум і в діапазоні 8-18 дБ перевищує 15%.

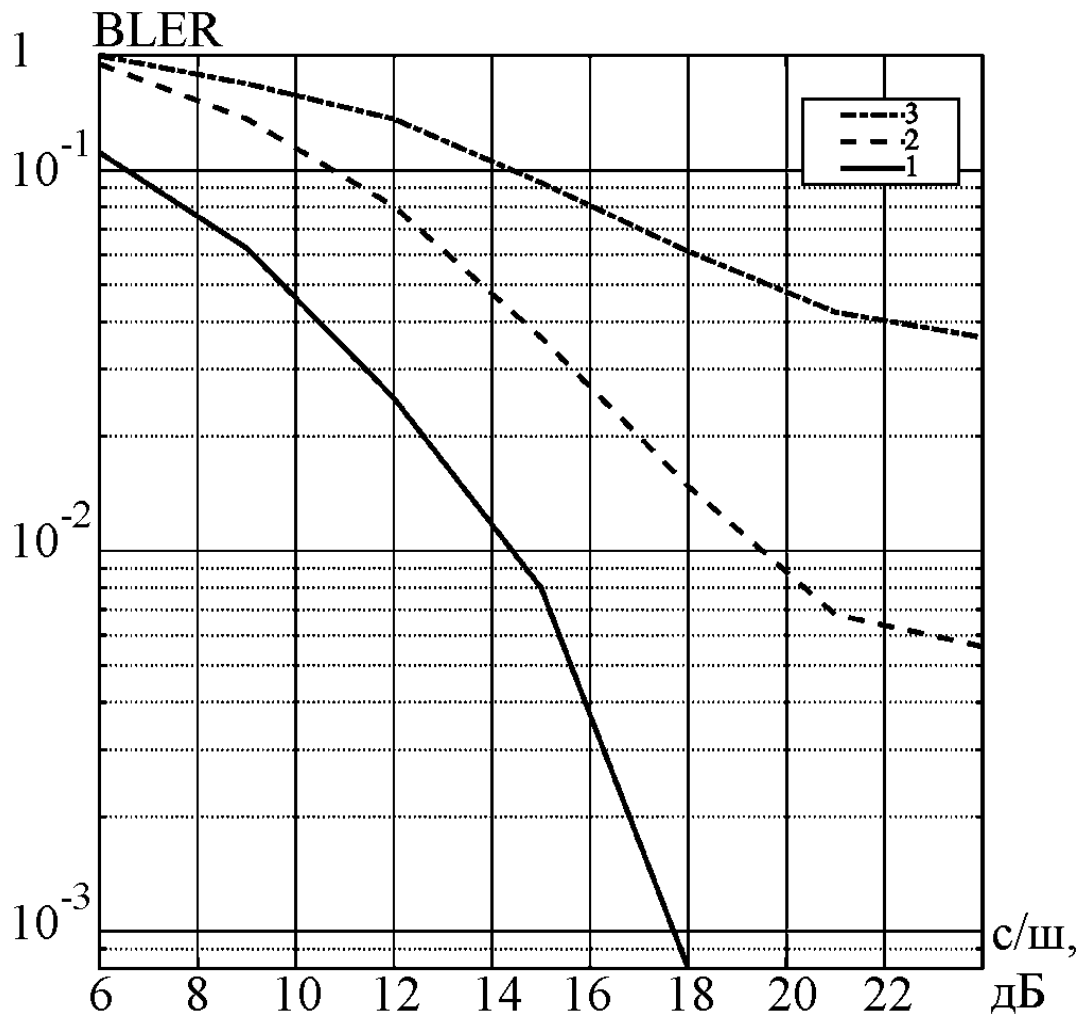
З рисунку 2.4 видно, що запропонований метод не дозволяє цілком скорегувати ефект від зсуву частоти дискретизації. При тих самих значеннях BLER, різниця у відношенні сигнал/шум між кривими 1 і 2 складає близько 3 дБ. Це є наслідком ефекту ICI, що запропонований метод подужати не може.

На рисунках 2.5 та 2.6 представлені результати моделювання за величини параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$. Крива 1 побудована за відсутності зсуву частоти дискретизації. Крива 2 – за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$ і за використання запропонованого методу корекції. Крива 3 побудована для випадку, коли зсув частоти дискретизації складає $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$, але корекція не здійснюється. З рисунку 2.5 видно, що збільшення пропускну здатності системи за використання методу корекції в цьому випадку перевищує 15% за відношення сигнал/шум більше 8 дБ. Збільшується і рівень ICI, що видно з рисунку 2.6.



- — за відсутності зсуву частоти дискретизації;
- - - - за наявності зсуву частоти дискретизації й корекції;
- · - · - за наявності зсуву частоти дискретизації й без корекції.

Рисунок 2.5 – Залежність пропускної здатності системи зв'язку від відношення сигнал/шум за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$



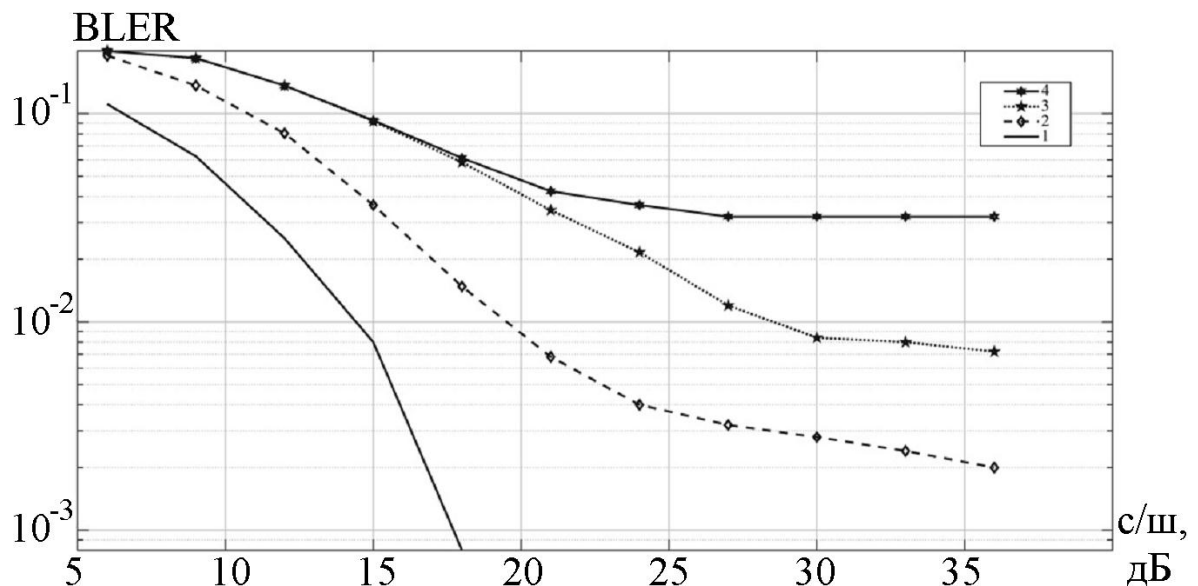
- — за відсутності зсуву частоти дискретизації;
- - - - за наявності зсуву частоти дискретизації й корекції;
- . - . - за наявності зсуву частоти дискретизації й без корекції.

Рисунок 2.6 – Залежність пропускної здатності системи зв'язку від відношення сигнал/шум за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$

На рисунку 2.7 наведено результати моделювання за значення параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$. Крива 1 побудована за відсутності зсуву частоти дискретизації. Крива 2 – за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$ і за використання запропонованого методу

корекції і періоді повторення сигналу PTRS $L=1$ (тобто сигнал PTRS передається в кожному OFDM-символі). Крива 3 отримана за тих самих умов, що і крива 2, але період повторення сигналу PTRS дорівнює чотирьом. Крива 4 відбиває результати, отримані без використання методу корекції.

З рисунку 2.7 видно, що ефективність корекції, як і впливало очікувати, сильно залежить від частоти передачі сигналів PTRS. За низьких значень відношення сигнал/шум і великого періоду повторення сигналу PTRS у часі (крива 2), фазові спотворення накопичуються настільки швидко, що їхня корекція запропонованим методом стає неможливою. За високої ж щільності розташування сигналів PTRS у часі (крива 3), запропонований метод демонструє високу ефективність.



1 – за відсутності зсуву частоти дискретизації;

2 – за наявності зсуву частоти дискретизації й корекції за $L=1$;

3 – за наявності зсуву частоти дискретизації й корекції за $L=4$;

4 – за наявності зсуву частоти дискретизації й без корекції.

Рисунок 2.7 – Залежність пропускної здатності системи зв'язку від відношення сигнал/шум за параметру зсуву частоти дискретизації $\zeta=40 \cdot 10^{-6}$

2.6 Обмеження методу корекції зсуву частоти дискретизації

Аналітично визначити граничне значення ζ_T , яке відокремлює малі значення зсуву частоти дискретизації (міжканальними завадами можна зневажати) від великих значень зсуву частоти дискретизації (міжканальну інтерференцію необхідно враховувати, але метод корекції повороту фаз недостатній для компенсації ефекту від зсуву частоти дискретизації) не є можливим. Визначимо це граничне значення експериментально.

Спочатку визначимо значення відношення сигнал/шум, за якого пропускна здатність системи досягає 100%.

На рисунку 2.8 наведено залежність пропускної здатності у висхідному каналі від відношення сигнал/шум.

Основні параметри змодельованого сигналу наведено в таблиці 2.2. Відстань між підносійними частотами дорівнює 15 кГц.

Таблиця 2.2 – Параметри змодельованого сигналу

Ширина смуги пропускання	10 МГц	25 МГц	40 МГц
Кількість використаних підносійних	624	1596	2592
Частота дискретизації	15,36 МГц	30,72 МГц	61,44 МГц
Кількість відліків у слоті	15360	30720	61440

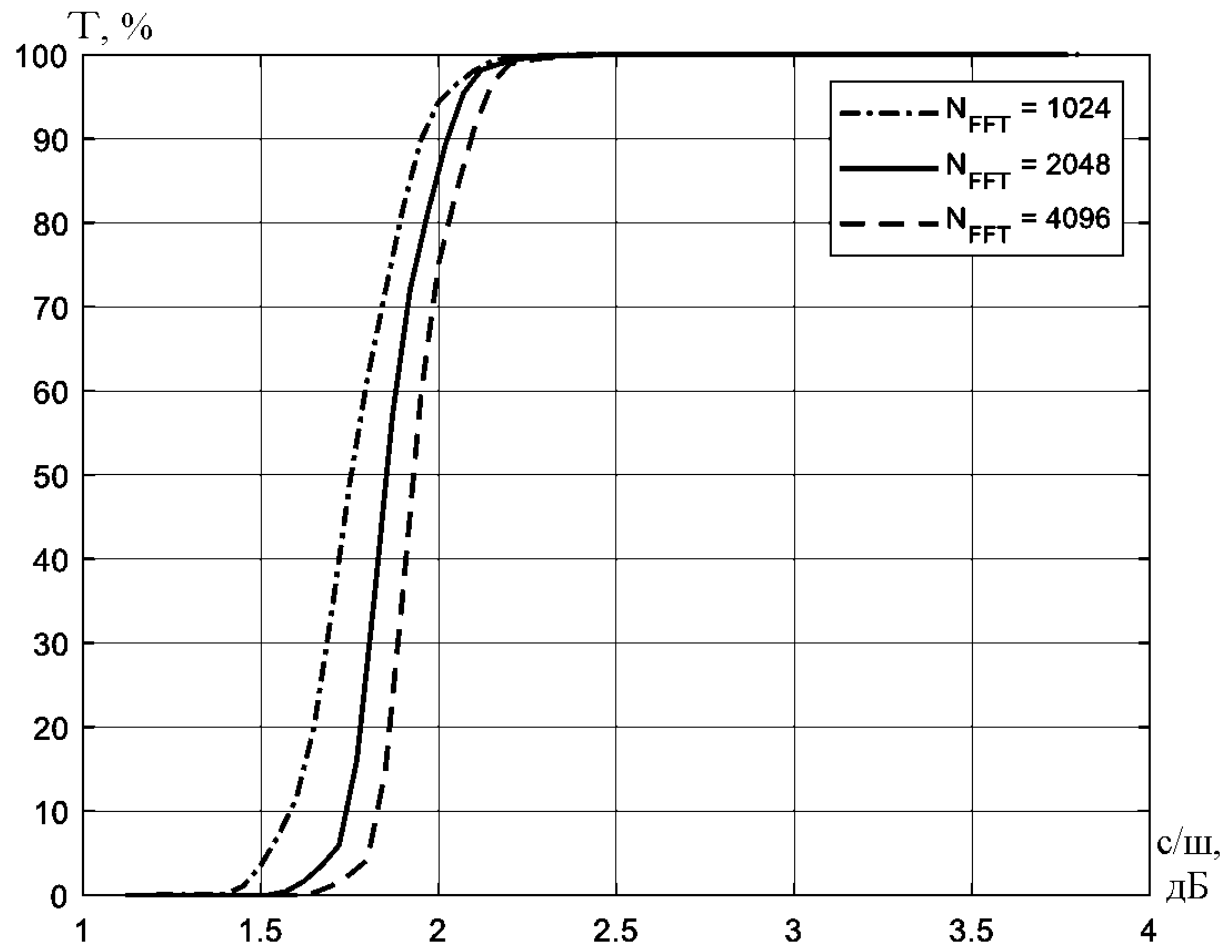


Рисунок 2.8 – Залежність пропускної здатності системи зв'язку від відношення сигнал/шум

З рисунку 2.8 видно, що за відношення сигнал/шум 2,5 дБ, пропускна здатність досягає 100 %.

Далі, за різної кількості використаних підносійних і відношення сигнал/шум 2,5 дБ, внесемо зсув частоти дискретизації до змодельованих сигналів і компенсуємо поворот фази модуляційних символів.

Визначимо значення зсуву частоти дискретизації, за яких втрати в пропускній здатності складають менше 10% (див. мал. 2.9). Ці результати можна розглядати як залежність граничного значення ζ_T від кількості використаних підносійних частот.

З рисунку 2.9 видно, що за збільшення кількості використовуваних підносійних частот, граничне значення зменшується і складає менше $10 \cdot 10^{-6}$ для кількості підносійних частот $N_s=1500$. Таким чином, можна говорити про те, що запропонований метод недостатній для корекції ефекту зсуву частоти дискретизації за великої кількості підносійних частот.

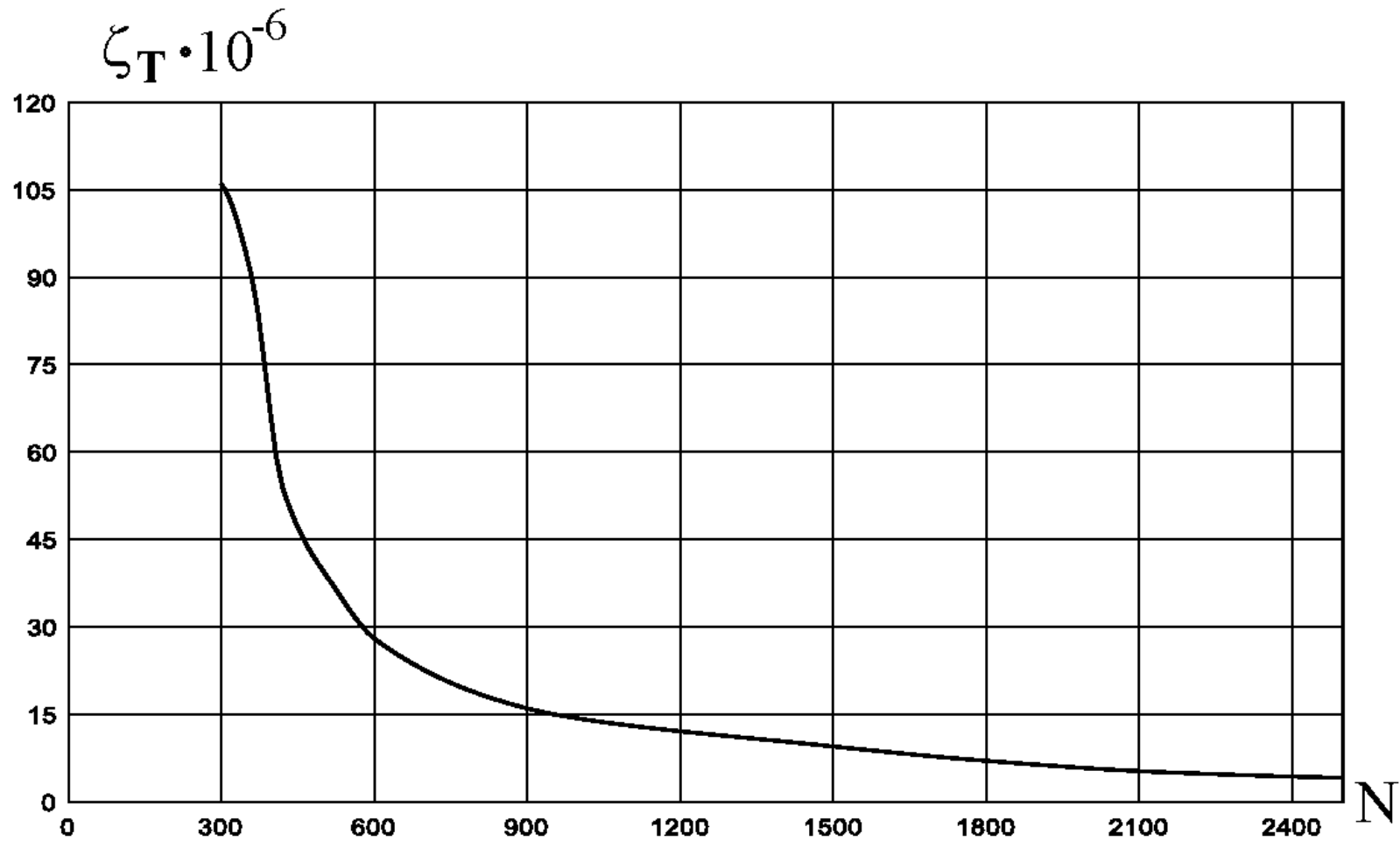


Рисунок 2.9 – Залежність граничного значення ζ_{Th} від кількості використаних підносійних N

3 МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ЗСУВУ НОСІЙНОЇ ЧАСТОТИ

3.1 Аналіз методів визначення зсуву носійної частоти

У системах стільникового зв'язку п'ятого покоління (5G NR) [1] синхронізація здійснюється в одному з двох режимів:

а) перший – режим установлення зв'язку, коли параметри системи ще не відомі;

б) другий називається режимом відстеження і використовується після першого режиму для невинної корекції помилок синхронізації.

У даній роботі обмежимося розглядом лише методів оцінки зсуву початкового символу (ЗПС) і зсуву частоти дискретизації (ЗЧД) у режимі відстежування для приймача 5G-системи.

У [15] запропоновано алгоритми для визначення зсуву носійної частоти і зсуву частоти дискретизації. Вони використовують нульові символи, коли протягом одного символного інтервалу нічого не передається і визначення початку кадру здійснюється за падінням рівня прийнятої потужності.

У [16] описано метод спільної оцінки максимальної правдоподібності для часу стартового символу і зсуву частоти в системах OFDM. Він використовує надлишкову інформацію, що міститься в циклічному префіксі.

Модифікацію алгоритму [16] запропоновано у [17] для оцінювання й корекції змішування частоти дискретизації. Метод застосовується в тому випадку, коли спотворення в каналі вносяться тільки адитивним шумом. Як наслідок, ефективність цього методу залежить від співвідношення довжини циклічного префіксу й ширини спектра затримок у багатопроменевому каналі.

У [18] запропоновано метод оцінювання й корекції неузгодженості частоти дискретизації в системі LTE. Описаний метод ґрунтується на обробці

сигналів у часовій області і має велику обчислювальну складність.

У [19] запропонований метод максимальної правдоподібності для спільної оцінки зсуву носійної частоти і зсуву частоти дискретизації в приймачах OFDM. Цей метод оцінки використовує той факт, що в сучасних приймачах звичайно використовується одне джерело для забезпечення опорної частоти як для частоти дискретизації, так і для радіочастотного генератора.

У [20] було проаналізовано метод [19] й отримано висновок, що затримка в каналі може вважатися сталою протягом часового інтервалу в десятки OFDM символів для більшості практичних OFDM систем. Це дозволило авторам запропонувати метод оцінки зсуву частоти дискретизації щодо зміни часового зсуву OFDM символів.

У [21] запропоновано схему оцінки і компенсації зсуву частоти дискретизації на основі двох фазово-сполучених пілот-сигналів.

В [22] для системи 5G NR запропоновано схему оцінювання зсуву частоти дискретизації у режимі встановлення зв'язку, засновану на вимірюванні часового інтервалу між двома OFDM-символами сигналу первинної синхронізації.

3.2 Оцінка зсуву початкового символу в системі 5G

Сигнали DMRS (від англ. Demodulation Reference Signal) у 5G NR розроблено з урахуванням різних способів використання системи зв'язку для оцінки спотворень у радіоканалі. Згідно [1], для кожного слоту в кадрі і для кожного символу OFDM, можна згенерувати унікальний опорний сигнал, що містить взаємно некорельовані псевдовипадкові послідовності. Таким чином, опорні символи усередині кадру не некорельовані один з одним. Крім того, вони не некорельовані із символами даних.

Властивість унікальності символів DMRS дозволяє оцінювати час

початку кожного переданого слоту і кадру.

Припустимо, що DMRS символи містяться в l_s -OFDM символі.

Нехай передані QAM символи складаються з N_g модуляційних символів даних $X_{l_s,k}$ і N_p DMRS символів $p_{l_s,k}$.

Позначимо набір індексів DMRS-символів Λ . Крім того, нехай:

$$\sigma_p^2 = E\left(|p_{l_s,k}|^2\right).$$

Вираз для переданого l_s -OFDM символу можна подати у вигляді двох сум:

$$\begin{aligned} x_{l_s}(n) &= \frac{1}{N} \left[\sum_{\substack{k=0 \\ k \neq \Lambda}}^{N-1} X_{l_s,k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} + \sum_{k \in \Lambda} p_{l_s,k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \right] = \\ &= Q_{l_s}(n) + P_{l_s}(n) \end{aligned}$$

де $0 < n < N$.

Відліки DMRS-сигналу $p_{l_s,k}$ відомі на приймальній стороні, тому сигнал, що описується другим доданком, може бути відтворений у приймачі шляхом виконання операції зворотного ДПФ (дискретне перетворення Фур'є) сітки ресурсів, що містить усі символи DMRS.

Нехай кількість відліків у прийнятому сигналі $r_s(n)$ дорівнює L_r , як показано на рисунку Рисунок 3.1. Ці відліки складають один слот. Довжина L_r визначається невідомим часовим зсувом початкового символу θ і довжиною $N_{\text{sym}}^{\text{slot}}$ OFDM символів. Позначимо сукупність відліків довжиною L_r вектором:

$$\mathbf{r}_s \triangleq [r_s(0), r_s(1), \dots, r_s(L_r - 1)]^T.$$

Необхідно визначити правильний початок прийнятого сигналу $r_s(n)$. Як видно з рисунку Рисунок 3.1, прийнятий сигнал складається з двох частин:

- а) перша – це небажаний сигнал довжиною θ ;
- б) друга – послідовність відліків, що належать потрібному слоту, довжиною $L_r - \theta$.

Визначимо слот $p_s(n)$, що формується з опорного сигналу $P_{1s}(n)$, як $N_s \cdot N_{\text{slot}}^{\text{slot}} \times 1$ вектор

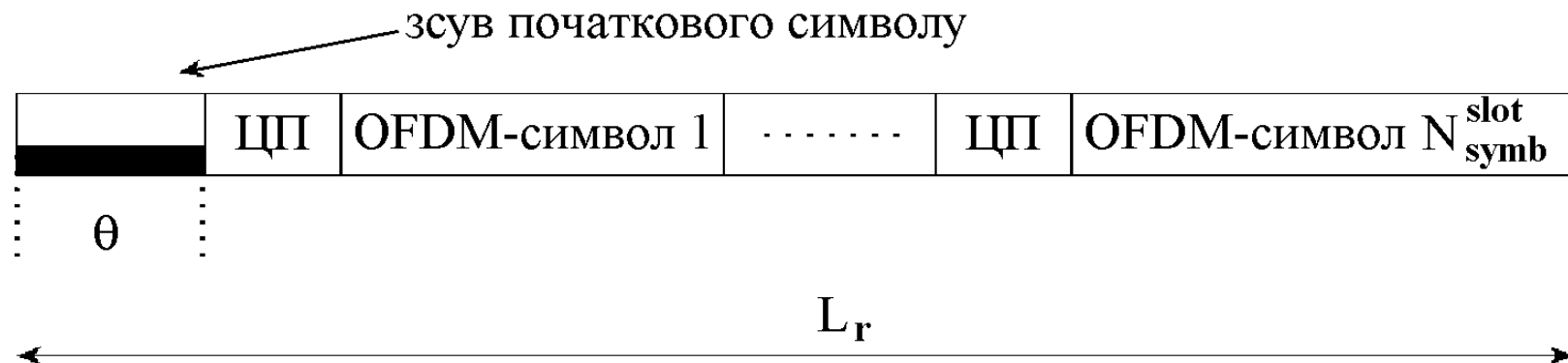
$$\mathbf{p}_s \triangleq [\mathbf{0}_{l_s-1}, \mathbf{p}_{l_s}, \mathbf{0}_{N_{\text{slot}}^{\text{slot}} - l_s}]^T,$$

де $\mathbf{0}_{l_s-1}$ – нульовий вектор довжиною l_s-1 .

Крос-кореляція між прийнятим сигналом і відомим опорним сигналом може бути записана у виді:

$$R_{r,p}(m) = \sum_{n=0}^{L_r-m-1} r_s(n+m) p_s^*(n) \quad (3.1)$$

де $0 < m < L_r - 1$.



ЦП – циклічний префікс.

Рисунок 3.1 – Структура прийнятого слоту з невідомим часом символу

Для спрощення розрахунків коефіцієнта крос-кореляції припустимо, що довжина циклічного префікса $N_0 \ll N$ і внесок циклічного префіксу можна не враховувати. У цьому випадку прийнятий сигнал містить послідовні $N_{\text{symp}}^{\text{slot}}$ OFDM символів:

$$L_r = N_{\text{symp}}^{\text{slot}} N + \theta$$

Без врахування ефекту від зсуву частоти дискретизації, прийнятий слот може бути поданий у наступному вигляді:

$$r_l(n) = \frac{1}{N} \cdot \left[\sum_{k=0}^{N-1} H_{l,k} X_{l,k} e^{\frac{j2\pi k(n-\theta)}{N}} \right] + w_{l,n}, \quad (3.2)$$

де $0 < n < N$;

$$0 \leq l < N_{\text{symp}}^{\text{slot}}$$

$H_{n,k}$ – передатна функція багатопроменевого каналу на k -підносійній l -OFDM символу. Підставляючи (3.2) в (3.1), можна отримати:

$$\begin{aligned} R_{r,p}(m) &\approx \sum_{n=0}^{L_r-m-1} r_s(n+m) p_s^*(n) = \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{L_r-m-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k' \in \Lambda} H_{l,k} X_{l,k} p_{l,k'}^* e^{\frac{j2\pi}{N}(k(n+m-\theta)-k'n)} \right] \end{aligned}$$

Оскільки опорний сигнал $P_{ls}(n)$ не залежить від сигналів $Q_l(n)$ й $w_{l,n}$, $l \in [0, N_{\text{slot}}^{\text{sym}} - 1]$, значення крос-кореляції дорівнюють нулеві для всіх значень m , крім $m=\theta$:

$$\begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} p_{l_s,k} p_{l_s,k'}^* = \sigma_p^2 \delta_{kk'} \\ \sum_{n=0}^{N-1} q_{l_s,k} p_{l_s,k'}^* = 0 \end{cases}$$

$$R_{r,p}(m) \approx \begin{cases} \frac{\sigma_p^2}{N^2} \left[\sum_{k \in \Lambda} H_{l_s,k} \right], & \text{при } m = \theta, \\ 0 & , \text{при } m \neq \theta. \end{cases} \quad (3.3)$$

Як можна помітити, значення крос-кореляції залежать від кількості й потужності символів DMRS. У випадку декількох екземплярів DMRS на слот, усі ці символи включаються у відтворений опорний слот $p_s(n)$, й коефіцієнт крос-кореляції (3.3) можна подати у вигляді суми:

$$R_{r,p}(m) \approx \begin{cases} \sum_{l_s} \frac{\sigma_p^2}{N^2} \left[\sum_{k \in \Lambda} H_{l_s,k} \right], & \text{при } m = \theta, \\ 0 & , \text{при } m \neq \theta. \end{cases}$$

У результаті, зсув початкового символу можна оцінити, як:

$$\hat{\theta} = \arg \max_m \{ |R_{r,p}(m)| \}$$

Якщо за обчислення коефіцієнта крос-кореляції використовуються алгоритми швидкого перетворення Фур'є з обчислювальною складністю

$O(N \cdot \log N)$, то складність процедури оцінювання зсуву початкового символу становить $O(6 \cdot L \cdot \log(2 \cdot L) + 6 \cdot L)$.

Як можна помітити, обчислювальна складність цього методу дуже висока через велику тривалість сигналів, що обертаються. Щоб зменшити складність, пропонується мінімізувати довжину корельованих сигналів. У режимі відстежування, зсув початкового символу не мусить перевищувати довжину циклічного префікса [3].

Визначимо два вхідних вектори наступним чином. Перший – це $(K+N) \times 1$ вектор:

$$\mathbf{r}_s^I = \left[r_s(l \cdot N - \frac{K}{2} + 1), \dots, r_s(l \cdot N + \frac{K}{2}) \right]^T,$$

який є частиною прийнятого вектора \mathbf{r}_s .

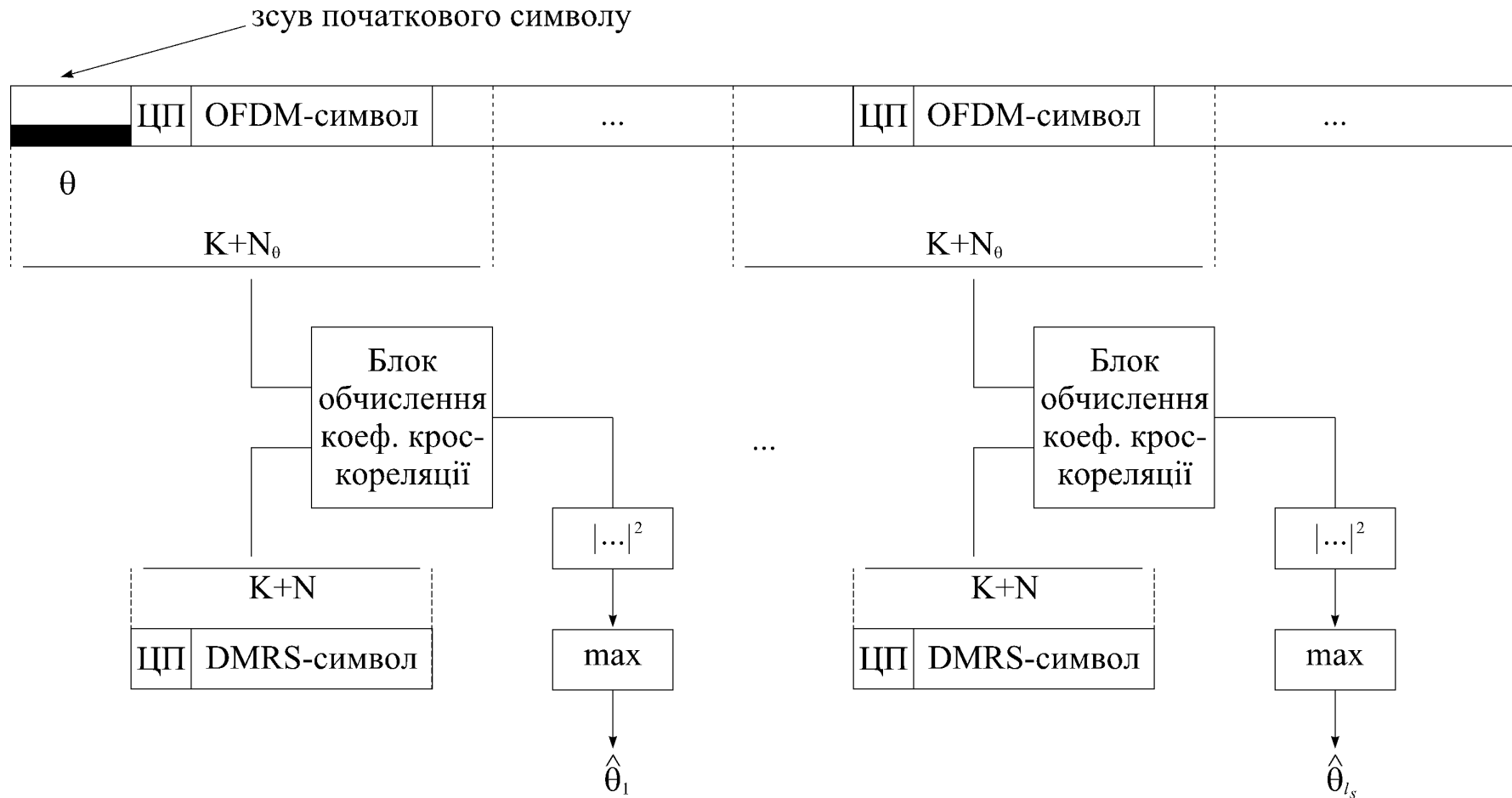
K – це кількість відліків, що відповідає допустимому зсувові (довжині циклічного префіксу).

Другий вектор - це $N \times 1$ вектор:

$$\mathbf{p}_s^I = [P_l(1), P_l(2), \dots, P_l(N)]^T,$$

що є послідовністю відліків відомого опорного сигналу.

Спрощену схему запропонованої процедури оцінки зсуву початкового символу наведено на рисунку 3.2. Як видно, довжина корельованих сигналів зменшуються до $K+N \cdot L$. Крім того, поділ символів DMRS дозволяє виконувати операцію крос-кореляції паралельно для всіх символів DMRS. Результуючий відгук корелятора розраховується як сума відгуків узгоджених фільтрів для кожного DMRS-символу.



ЦП – циклічний префікс.

Рисунок 3.2 – Структурна схема алгоритму оцінювання зсуву початкового символу

3.3 Оцінка зсуву частоти дискретизації

Традиційні методи вимірювання зсуву частоти дискретизації у частотній області (після обчислення швидкого перетворення Фур'є) наштовхуються на проблему розрізнення повороту фази, викликаного зсув частоти дискретизації, і повороту фази, викликаного іншими причинами (наприклад, радіоканалом). Для того, щоб обійти цю проблему пропонується робити оцінку величини зсуву частоти дискретизації до обчислення перетворення Фур'є.

Через зсув частоти дискретизації на величину ζ , інтервал дискретного часу для l -го OFDM-символу змінюється на величину $\zeta \cdot N_s$ і може бути визначений як:

$$[l \cdot N_s - \zeta \cdot N_s, (l+1) \cdot N_s - \zeta \cdot N_s).$$

Розглянемо для приклада випадок передачі в спадному каналі 5G з (смугою пропускання 10 МГц, відстанню між підносійними 15 кГц й звичайним циклічним префіксом). Частота дискретизації становить $F_s = 15,36$ МГц, а довжина переданого слота дорівнює 15360 відлікам. Припустимо, що зсув частоти $\zeta = \pm 75 \cdot 10^{-6}$, тоді нова частота дискретизації $F'_s = F_s \pm (1,152 \text{ кГц})$, а довжина дискретизованого прийнятого слоту зміниться на величину $\zeta L_{\text{slot}} = 1,152$. Таким чином, зсув частоти дискретизації може змінювати довжину прийнятого сигналу. Цей ефект також називається дрейфом вікна символу OFDM і може розглядатися як довгостроковий ефект, оскільки для зміни довжини сигналу на одну вибірку потрібно тривалий час.

Розглянемо випадок передачі двох символів DMRS, як показано на рисунку 3.3, з номерами l_{s1} й l_{s2} OFDM-символів у переданому слоті. Часова відстань між ними складає D_s , і для вузькосмугового радіоканалу (коли завмирання однакові на всіх підносійних у пліні інтервалу часу між двома

символами DMRS), оцінка величини зсув частоти дискретизації може бути отримана в наступному виді:

$$\hat{\zeta} = \frac{\hat{\theta}_{s_2} - \hat{\theta}_{s_1}}{(l_{s_2} - l_{s_1})N_s},$$

де $\hat{\theta}_{s_1}$ й $\hat{\theta}_{s_2}$ – оцінкові значення зсувів початку першого й другого DMRS-символів, відповідно.

На рисунку 3.4 показані результати крос-кореляції DMRS-сигналів при оцінці зсуву початкового символу, коли зсув частоти дискретизації дорівнює $75 \cdot 10^{-6}$. Можна відзначити, що відстань між двома піками, рівне одному відлікові, обумовлена впливом зсуву частоти дискретизації.

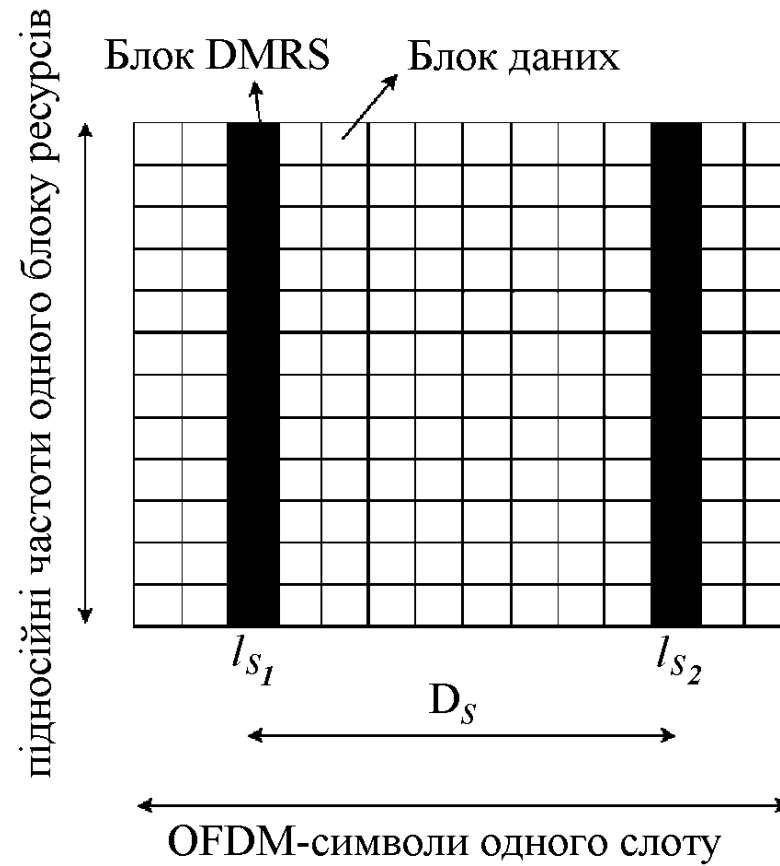


Рисунок 3.3 – Структура 5G слота з додатковим DMRS-символом

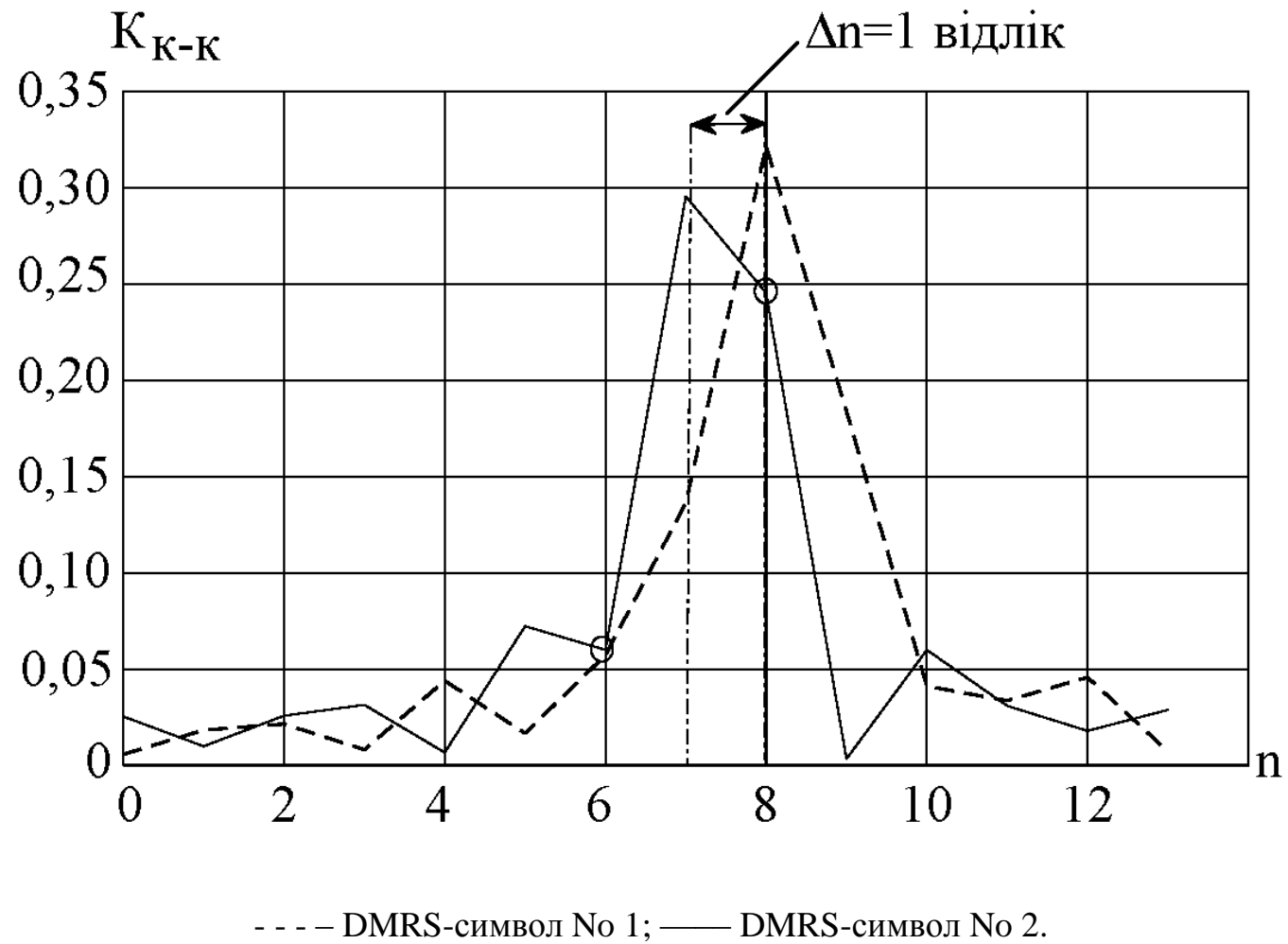
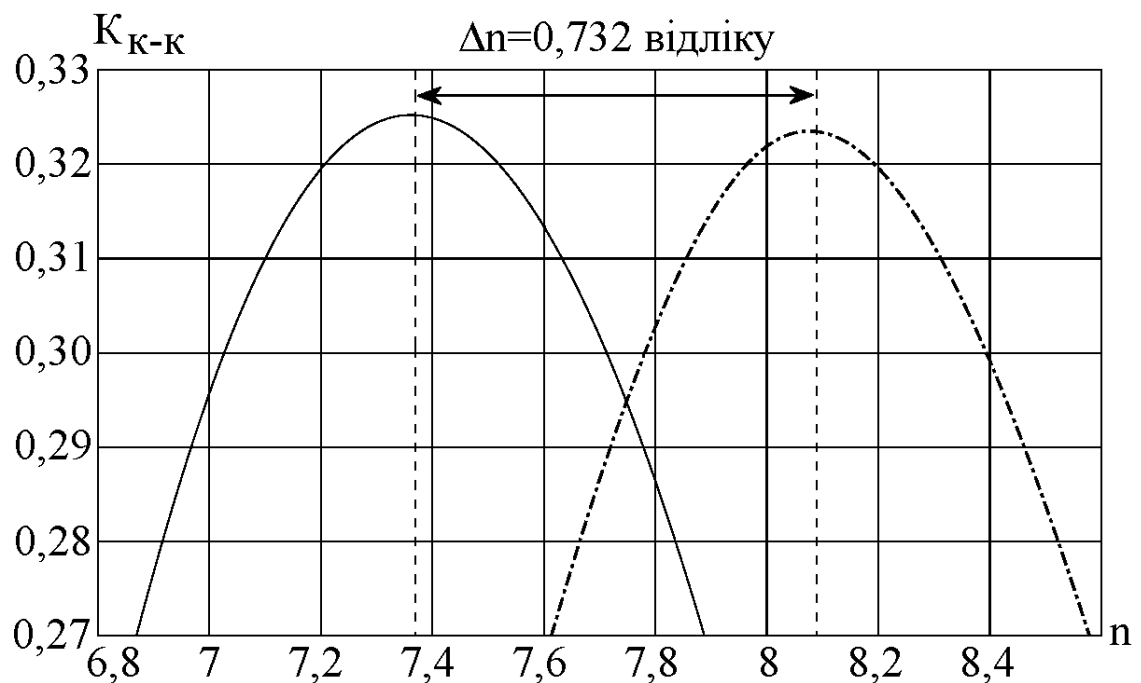


Рисунок 3.4 – Коефіцієнт крос-кореляції за зсуву частоти дискретизації $\zeta=75 \cdot 10^{-6}$

Запонований метод засновано на вимірюванні часового інтервалу між двома крос-кореляційними піками. Для більш високої точності необхідно оцінювати часовий інтервал з дискретом, меншим за період дискретизації сигналу. У наведеному прикладі довжина одного слоту змінилася на 1,152 відліку через зсув частоти дискретизації $75 \cdot 10^{-6}$. Тривалість сигналу між двома символами DMRS повинна змінитися на 0,74 відліку при $D_s=9$.

Для підвищення точності пропонується використовувати апроксимацію локальної області навколо максимального піка кореляційної функції. У роботі використовується параболічна апроксимація навколо максимуму величини крос-кореляції (рис. 3.5). Вимірювана відстань складає 0,732 від кроку дискретизації і близька до справжнього значення 0,74.



— DMRS-символ No 1; - · - · - · - DMRS-символ No 2.

Рисунок 3.5 – Коефіцієнт крос-кореляції за зсуву частоти дискретизації $\zeta=75 \cdot 10^{-6}$ після апроксимації

3.4 Моделювання

Перевірка ефективності запропонованого методу оцінки зсуву частоти дискретизації проводилася методом чисельного моделювання.

Вхідні дані для чисельного моделювання наведено в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри змодельованого сигналу для оцінки зсуву частоти дискретизації

Параметр	Значення
Ширина смуги пропускання	10 MHz
Відстань між що піднесуть	15 kHz
корисні що піднесуть	624
Розмір вікна БПФ	1024
Частота дискретизації	15,36 MHz
Положення першого символу DMRS	2
положення додаткового DMRS	11
Тип модуляції	QPSK
Модель каналу	AWGN, TDLA 30-10, TDLC 300-100

Експерименти проводилися для різних моделей радіоканалів [24] (табл. 3.2):

- AWGN;
- TDLA30-10;
- TDLC300-100.

Таблиця 3.2 – Параметри змодельованих радіоканалів за оцінки зсуву частоти дискретизації

Параметр	Радіоканал		
	AWGN	TDLA30-10	TDLA300-100
Максимальна доплерівська частота	0 Гц	10 Гц	100 Гц
Максимальна затримка сигналу	0 нс	30 нс	300 нс

Експерименти проводилися для різних моделей радіоканалів: AWGN, TDLA30-10 (максимальна доплерівська частота складає 10 Гц, а розкид затримок – 30 нс) і TDLC300-100 (максимальна доплерівська частота складає 100 Гц, а розкид затримок – 300 нс) [24].

Результати моделювання наведено на рисунку 3.6. По осі ординат на графіку відкладений результат оцінки зсуву частоти дискретизації. По осі абсцис відкладені номери слотов, по DMRS-сигналах у який проводилася оцінка. Таким чином, кожна крива показує еволюцію оцінки зсуву частоти дискретизації у часі. Як видно з графіка, для всіх значень параметру зсуву частоти дискретизації ($10, 40, 75, 120, 150 \cdot 10^{-6}$) результат оцінки швидко сходиться до щирого значення. Якщо, як у [25], установити поріг збіжності рівним $5 \cdot 10^{-6}$, то запропонований метод оцінки сходиться на 5-м слоте для зсув частоти дискретизації, рівних $40 \cdot 10^{-6}$ й $75 \cdot 10^{-6}$, і сходиться на 2-м слоте для зсув частоти дискретизації, рівних $120 \cdot 10^{-6}$ й $150 \cdot 10^{-6}$.

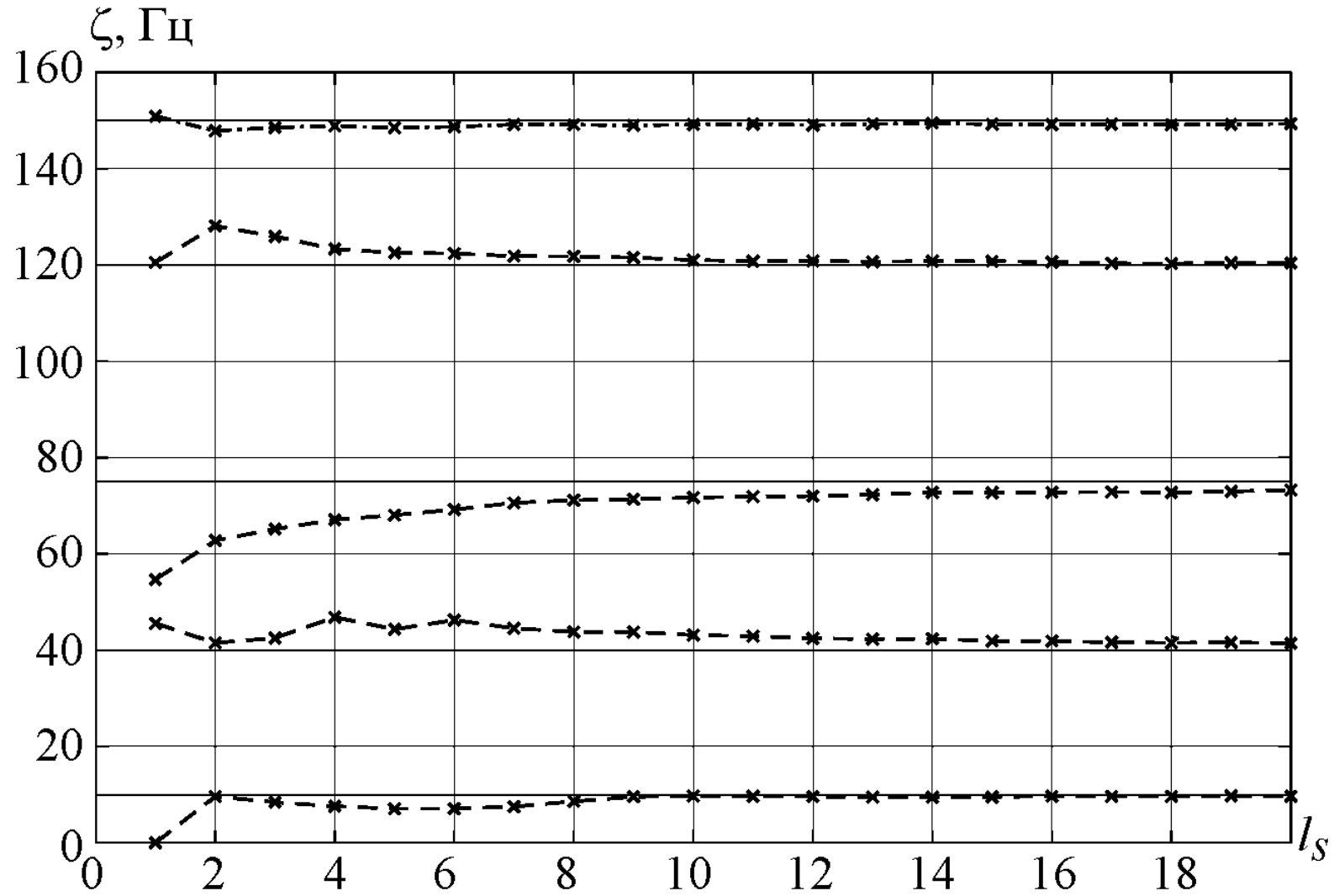


Рисунок 3.6 – Оцінка зсуву частоти дискретизації у часі в каналі AWGN

На рисунку Рисунок 3.7 наведено залежності середньоквадратичного відхилення оцінки зсуву частоти дискретизації від відношення сигнал/шум для різних моделей радіоканалів (AWGN, TDLA30-10 й TDLC300-100) за зсуву частоти дискретизації $\zeta=100$ Гц. Як видно, помилка запропонованого методу оцінки величини зсув частоти дискретизації не перевищує 1 Гц^2 для всього діапазону відношення сигнал/шум для моделей каналів AWGN і TDLA30-10.

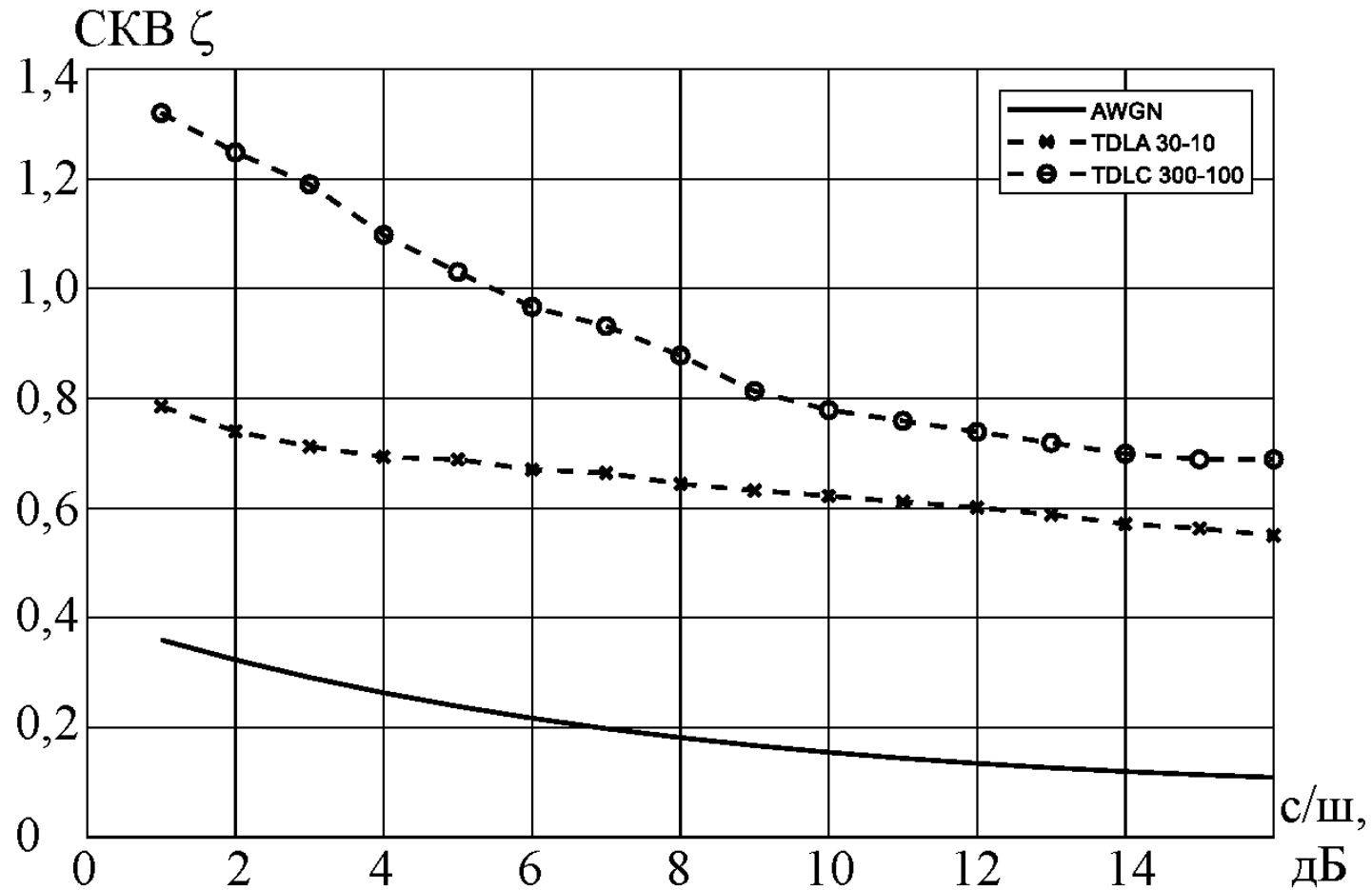


Рисунок 3.7 – Залежність середньоквадратичного відхилення оцінки зсуву частоти дискретизації від відношення сигнал/шум для різних моделей радіоканалів

Після оцінки величини зсуву частоти дискретизації необхідні методи корекції зсуву частоти дискретизації. Самим очевидним рішенням тут є передискретизація сигналу в часовій області. Однак цей метод вимагає великих обчислювальних витрат. Другий метод ґрунтується на поверненні значення зсуву частоти дискретизації в аналого-цифровий перетворювач системи приймача для коректування частоти дискретизації. Такий підхід істотно збільшує вартість приймальної апаратури. Третій метод заснований на повороті модуляційного сузір'я в спектральній області після перетворення Фур'є.

ВИСНОВКИ

У роботі розглянуто задачу корекції спотворень OFDM-сигналу, викликаних зсувом частоти дискретизації (частоти роботи ЦАП) у передавальному тракті щодо частоти дискретизації (частоти роботи АЦП) у приймальному тракті системи мобільного радіозв'язку п'ятого покоління.

Розроблено математичну модель впливу зсуву частоти дискретизації на прийнятий сигнал.

Запропоновано метод корекції фазових спотворень, внесених у OFDM-сигнал за наявності зсуву частоти дискретизації, що ґрунтується на оцінці параметрів службових сигналів PTRS. Проведене моделювання роботи системи зв'язку у в умовах багатопроменевого каналу поширення радіохвиль показало, що за високих значень зсуву частоти дискретизації істотно зростає рівень інтерференції підносійних частот.

Запропоновано модифікацію алгоритму, що ґрунтується на оцінці параметрів службових сигналів DMRS.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. ETSI TS 138 211 V15.2.0 (2018-07). Technical specification. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.2.0 Release 15).
2. Van Nee R. OFDM for wireless multimedia communications / R. Van Nee P. Ramjee. – Artech House, 2000. – 260 p.
3. Van de Beek J.J. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems / J.J. van de Beek, M. Sandell, P.O. Borjesson // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1997. – Vol. 45, Issue 7. – P. 1800-1805.
4. Pollet T. BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling / T. Pollet, P. Spruyt, M. Moeneclaey // 1994 IEEE GLOBECOM. Communications: The Global Bridge. – DOI:10.1109/ GLOCOM.1994.513417.
5. Heaton R. A fine frequency and fine sample clock estimation technique for OFDM systems / R. Heaton, S. Duncan, B. Hodson // IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202). – DOI:10.1109/ VETECS.2001.944929.
6. Fechtel S.A. OFDM carrier and sampling frequency synchronization and its performance on stationary and mobile channels / S.A. Fechtel // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 2000. – Vol. 46, Issue 3. – P. 438-441.
7. Gault S. Joint sampling clock offset and channel estimation for OFDM signals: Cramer-Rao bound and algorithms / S. Gault, W. Hachem, P. Ciblat // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2006. – Vol. 54, Issue 5. – P. 1875-1885.
8. You Y.H. Joint estimation of symbol timing and sampling frequency offset for CDD-OFDM-based DRM systems / Y.H. You, Y.A. Jung, J.H. Paik // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2019. – Vol. 65, Issue 2. – P. 333-339.
9. Shi K. Decision-directed fine synchronization in OFDM systems / K. Shi, E. Serpedin, P. Ciblat // IEEE Transactions on Communications. – 2005. – Vol. 53,

Issue 3. – P. 408-412.

10. Sliskovic M. Sampling frequency offset estimation and correction in OFDM systems / M. Sliskovic // ICECS 2001. 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.01EX483). – DOI:10.1109/ICECS.2001.957773.

11. Kim D.K. A new joint algorithm of symbol timing and sampling clock adjustment for OFDM systems / D.K. Kim, S.H. Do, H.B. Cho et al. // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 1998. – Vol. 44, Issue 3. – P. 1142-1149.

12. Horlin F. Digital Compensation Techniques for Receiver Front-Ends: A New Approach to Wireless Transceiver Design / F. Horlin, A. Bourdoux. – Wiley, 2008. – 266 p.

13. Li Y. A TDL based non-WSSUS vehicle- to-vehicle channel model / Y. Li, B. Ai, X. Cheng et al. // International Journal of Antennas and Propagation. – 2013. – Issue 1. – P. 1-8.

14. ETSI TS 38.104. 5G; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP, TS 38.104 version 16.4.0 Release 16).

15. Nogami H. A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems / H. Nogami, T. Nagashima // Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications IEEE. – 1995. – V. 27. – P. 1010-1015.

16. Van de Beek J.J. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems / J.J. Van de Beek, M. Sandell, P.O. Borjesson // IEEE transactions on signal processing. – 1997. – V. 45. – P. 1800-1805.

17. Del Castillo-Sanchez E. et al. Joint time, frequency and sampling clock synchronization for OFDM-based systems // 2009 IEEE Wireless Communications systems and Networking Conference. – 2009. – P. 1-6.

18. Briggs E. Sample clock offset detection and correction in the LTE downlink / E. Briggs, B. Nutter, D. McLane // Journal of Signal Processing Systems. – 2012. – V. 69. – P. 31-39.

19. Yuan J. Joint CFO and SFO estimator for OFDM receiver using common reference frequency / J. Yuan, M. Torlak // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2016. – V. 62. – №. 1. – P. 141-149.
20. Sliskovic M. Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in OFDM Systems // Proceedings of the IEEE. – 2001. – P. 437-440.
21. Chen B. Blind estimation of OFDM carrier frequency offset via oversampling / B. Chen, H. Wang // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2004. – V. 52. – №. 7. – P. 2047-2057.
22. Jung Y. A. et al. Sampling Frequency Offset Estimation Scheme for CP-OFDM based NR side link System // Proceedings of the IEEE. – 2022. – P. 705-707.
23. McCormick M.M., Varghese T. An approach to unbiased subsample interpolation for motion tracking // Ultrasonic imaging. – 2013. – V. 35. – №. 2. – P. 76-89.
24. ETSI TR 138 901 V16.1.0 Technical specification, Release 16 // European Telecommunications Standards Institute. – Sophia Antipolis, 2020.
25. Dantas C.F. On enhancing the pilot-aided sampling clock offset estimation of mobile OFDM systems / C.F. Dantas, D. Castro, C.M. Panazio // Journal of Communication and Information Systems. – 2016. – V. 31. – P. 108-117.