

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Моделювання спотворень сигналу у каналі передачі і їх впливу на коефіцієнт бітових помилок цифрової системи зв'язку

ДРТР. 2019080.01.16.ПЗ

Виконав: студент 2 курсу, група ТР_м-19-1



підпис

О.В. Воєводко

Ініціали, прізвище

Керівник: канд. техн. наук, доц.



підпис

І.С. Пятін

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.



підпис

Ю.М. Бойко

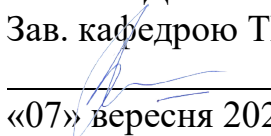
Ініціали, прізвище

«05» грудня 2020 р.

Хмельницький, 2020

Хмельницький національний університет

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікації та радіотехніки
Освітній рівень другий (магістерський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедрою ТР
 Ю.М. Бойко
«07» вересня 2020р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Воєводко Олексій Вячеславович

- 1 Тема роботи: Моделювання спотворень сигналу у каналі передачі і їх впливу на коефіцієнт бітових помилок цифрової системи зв'язку
керівник роботи Пятін Ілля Станіславович, к.т.н, доцент
Затверджено наказом по університету від «2» вересня 2019р. № 131.
- 2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 29.11.2019р.
- 3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)
Мета роботи: дослідження впливу умов розповсюдження сигналу в каналі зв'язку на залежності кількості помилок від відношення сигнал-шум.
Об'єкт дослідження: процес розповсюдження сигналу, приймання, визначення коефіцієнту бітових помилок у цифрових системах зв'язку.
Предмет дослідження: методи та засоби відновлення синхронізації символів у цифрових системах зв'язку.
4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити)
Визначення параметрів радіоканалу в системах мобільного зв'язку. Будова цифрових систем зв'язку. Дослідження спотворень сигналів у MATLAB. Дослідження впливу зміни умов розповсюдження сигналу.

Завдання отримав  _____

Науковий керівник  _____

ЗМІСТ

Вступ.....	
1 Визначення параметрів радіоканалу в системах мобільного зв'язку.....	
1.1 Поняття радіоканалу.....	
1.2 Причини погіршення якості сигналу в каналі зв'язку.....	
1.3 Процеси, що відбуваються при поширенні радіохвиль.....	
1.4 Моделі поширення радіохвиль.....	
1.5 Двопроменева модель поширення радіохвиль.....	
1.6 Багатопроменеве поширення радіохвиль.....	
Висновки до першого розділу.....	
2 Будова цифрових систем зв'язку.....	
2.1 Структурна схема системи зв'язку.....	
2.2 Спеціалізовані та універсальні системи зв'язку.....	
2.3 Алгоритм Вітербі.....	
2.4. Канал з адитивним білим гаусовим шумом.....	
2.5 Граничні співвідношення між завадостійкістю і спектральною ефективністю.....	
2.6. Демодуляція і детектування сигналу.....	
Висновки до другого розділу.....	
3 Дослідження спотворень сигналів у MATLAB.....	
3.1 Пропускна здатність системи зв'язку	
3.2 Зміщення фази і частоти у каналі зв'язку	
3.3 Спотворення сигнального сузір'я в каналі зв'язку.....	
3.4 Радіочастотні спотворення сигналів	
3.5 Дисбаланс синфазних і квадратурних складових сигналу.....	
Висновки до третього розділу.....	
4 Дослідження впливу зміни умов розповсюдження сигналу.....	
4.1 Канал зв'язку	
4.2 Система зв'язку з QPSK модуляцією.....	

4.3 Дослідження методів відновлення синхронізації символів	
4.4 Дослідження кола символної синхронізації.....	
4.5 Коло фазового автопідлаштування частоти.....	
4.6 Simulink модель інтерполятора Фарроу.....	
4.7 Дослідження коефіцієнту бітових помилок.....	
Висновки до четвертого розділу.....	
Висновки.....	
Перелік джерел посилання.....	
Додаток А. Презентація.....	
Додаток Б. Апробація роботи.....	

ВСТУП

Актуальність теми. Передача інформаційного сигналу каналом зв'язку супроводжується загасанням, додаванням адитивного білого гаусового шуму, дією промислових, атмосферних завад, тощо. Основними причинами погіршення якості є зменшення відношення сигнал/шум, спотворення форми сигналу. Крім того, сигнал може мати зміщення частоти і фази, що обумовлене рухом приймача відносно передавача.

Для систем рухомого зв'язку характерне багатопроменеве приймання сигналів. Багатопроменевість виникає як результат багаторазового відбиття сигналу, що передається від будівель і інших перешкод на шляху поширення радіохвиль. Відбиті сигнали можуть інтерферувати з прямим променем, що має найбільшу інтенсивність. Сигнали різних променів зсунуті за часом один відносно одного, що обумовлено різною довжиною траси їх проходження. Оскільки завжди існує декілька шляхів поширення радіохвиль від передавача до приймача, то в точці прийому різні копії одного і того ж сигналу інтерферують один з одним, створюючи глибокі завмирання радіохвилі, які впливають на якість передачі інформації і пропускну здатність системи. Сигнали різних променів можуть мати різні амплітуди, початкові фази, затримки і доплерівські зсуви частоти.

Частотно-часові зсуви сигналів в багатопроменевому каналі зв'язку викликають селективні завмирання, що залежать від часу або частоти. При частотно-селективних завмираннях окремі складові сигналу мають різні амплітуди і зсуви фази. Цей вид завмирань призводить до спотворення форми спектра і, як наслідок, до зниження якості зв'язку.

Одною з характеристик якості сигналу на вході приймача є коефіцієнт бітових помилок (bit error rate, BER), що визначається відношенням кількості помилкових бітів до загального числа переданих бітів за одиницю часу.

У системі зв'язку на BER на боці приймача можуть впливати шум каналу передачі, завади, спотворення, проблеми бітової синхронізації,

загасання, завмирання через багатопроменеве поширення бездротового зв'язку, тощо. BER може бути поліпшений шляхом збільшення рівня сигналу, шляхом вибору повільної і надійної схеми модуляції або схеми лінійного кодування, а також шляхом застосування схем каналного кодування.

Переваги цифрового зв'язку в значній мірі обумовлені кращими характеристиками цифрових приймачів у порівнянні з аналоговими. Цифрова модуляція може досягати прийнятних рівнів продуктивності з набагато меншою потужністю передавача. Найбільш важливі фактори, які впливають при переході на цифровий зв'язок, - це гнучкість, безпека, більш висока завадостійкість і якість. Ці переваги зростають при наявності кіл синхронізації, що побудовані на основі систем фазової автопідстройки частоти. У бездротових цифрових системах зв'язку дані передаються через обмежені по смузі канали. Обмеженість каналів пов'язана з жорстким дефіцитом частотного ресурсу. У зв'язку з цим підвищуються вимоги по обмеженню спектра сигналу передавача, а також підвищенню його спектральної і енергетичної ефективності.

Мета і задачі дослідження.

Метою роботи є дослідження впливу умов розповсюдження сигналу в каналі зв'язку на залежності кількості помилок від відношення сигнал-шум. Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання:

- провести огляд моделей поширення радіохвиль і ефектів, що при цьому відбуваються;
- розглянути і дослідити вплив каналу зв'язку на залежності кількості помилок від відношення сигнал-шум;
- дослідити модель системи зв'язку і оцінити вплив умов розповсюдження сигналу в каналі зв'язку;
- дослідити системи зв'язку з символною синхронізацією в середовищі Simulink.

Об'єкт дослідження – процес розповсюдження сигналу, приймання, визначення коефіцієнту бітових помилок у цифрових системах зв'язку.

Предмет дослідження – методи та засоби відновлення синхронізації символів у цифрових системах зв'язку.

Методи досліджень. Для вирішення поставлених наукових завдань використовується математичний апарат теорії цифрової обробки сигналів, фазової автопідстройки частоти, синхронізації символів, теорії приймання та оброблення сигналів.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше проведена оцінка енергетичної ефективності когерентних цифрових систем зв'язку з QPSK модуляцією і наявністю зміщення частоти і фази в каналі зв'язку.

2. Набув подальшого розвитку метод аналізу кола символної синхронізації з врахуванням впливу каналу зв'язку на якість сигналу.

3. Отримали подальший розвиток методи синхронізації цифрових систем зв'язку.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Використання кола фазового автопідлаштування частоти у системах зв'язку дозволяє зменшити вплив умов розповсюдження сигналу на коефіцієнт бітових помилок.

2. Проведений аналіз моделей поширення радіохвиль.

Публікації. Результати дипломної роботи магістра опубліковані в одній статті у науковому журналі «Вісник хмельницького національного університету».

Структура та обсяг магістерської атестаційної роботи. Дипломна робота магістра складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку джерел посилання та додатків. Дипломна робота магістра має загальний обсяг сторінок, з яких основний зміст викладений на сторінках друкованого тексту, містить рисунків та таблиць. Перелік джерел посилання складається з джерел.

1 ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІОКАНАЛУ В СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Поняття радіоканалу

Радіоканал - сукупність радіотехнічних засобів разом з радіолінією, які служать для передачі повідомлень від відправника до отримувача.

Радіолінія - сукупність передавальної, приймальної антен і середовища поширення радіохвиль. Рекомендація ITU-R V.573-4 «Radiocommunication Vocabulary» визначає радіоканал з точки зору займаної смуги частот.

Радіоканал - частина радіочастотного спектру, призначеного для випромінювання, і визначається заданими межами або центральною частотою і відповідною шириною смуги частот або іншими еквівалентними ознаками. Радіоканал є невід'ємним і критично важливим компонентом будь-якої системи бездротового зв'язку. Характеристики радіоканалу як середовища поширення радіохвиль залежать від довжини хвилі, тобто від діапазону частот, що займається системою. Вибір частотного діапазону є одним з найбільш відповідальних етапів системного проектування і повинен враховувати цілий ряд факторів технічного, економічного і організаційного плану:

- можливість виділення необхідного числа частотних каналів;
- умови розповсюдження радіохвиль на трасі;
- проникність будівель і споруд;
- інтенсивність завад природного та штучного походження в даній ділянці спектра;
- електромагнітна сумісність з іншими системами, що працюють на близьких частотах;
- можливість побудови абонентської апаратури з потрібними економічними, ергономічними і експлуатаційними характеристиками.

Енергетичні співвідношення в радіолініях систем мобільного зв'язку є одними з найважливіших характеристик. Системи мобільного зв'язку відрізняються значним різноманіттям характеристик каналів і умов поширення радіосигналів, що вимагає застосування відповідних моделей, способів опису змін енергії корисного сигналу при передачі інформації і сигналів, що заважають (завад, шуму, сигналів інших радіостанцій).

У загальній системі зв'язку радіоканал виконує наступні функції:

- генерація робочих частот в виділеній частини спектра (стабільні кварцові генератори і синтезатори частоти забезпечують високочастотні сигнали для модулятора передавача і гетеродина приймача);
- модуляція і демодуляція високочастотного сигналу;
- забезпечення енергетичного потенціалу радіолінії (необхідна потужність передавача, чутливість приймача, співвідношення сигнал / шум на вході детектора забезпечуються підсилювачем потужності в передавачі, малошумним підсилювачем і фільтрами приймача);
- забезпечення вимог щодо електромагнітної сумісності (високочастотні і смугові фільтри передавача і приймача забезпечують спільну роботу в ефірі з іншими радіостанціями).

1.2 Причини погіршення якості сигналу в каналі зв'язку

Основними причинами погіршення якості в канал зв'язку є зменшення відношення сигнал/шум, фазові та амплітудні спотворення [1]. При обробці та оцінюванні цифрового сигналу також важливим фактором якості є параметр міжсимвольної інтерференції. Для оцінки завадостійкості системи необхідно враховувати всі параметри середовища розповсюдження, а отримані залежності використовувати для побудови алгоритмів захисту та попередньої корекції інформації, що передається. При цьому необхідно враховувати моделі каналів розповсюдження Райса, Релея, Гауса [2] або їх

комбіновані властивості. Однак, для деяких систем зв'язку [3] постає проблема виявлення параметрів середовища та необхідність апріорної корекції завадозахисних алгоритмів при передачі інформації [4], в зв'язку з чим суттєво підвищується надлишковість [3] в каналі зв'язку та відповідно зменшує швидкість передачі [5]. Тому для таких систем застосовують алгоритми з мінімальною надлишковістю, наприклад пряма корекція помилок за алгоритмом Ріда-Соломона [3]. Це викликає необхідність підвищення пропускнуєї спроможності існуючих каналів зв'язку, що в свою чергу призводить до збільшення кількісних характеристик зміни інформаційного параметру, наприклад кількості фазових та амплітудних станів в квадратурних модуляціях. Тому для оцінки завадозахищеності таких каналів зв'язку обирається гаусова модель розповсюдження при різних значеннях кількісних станів КАМн.

Основні задачі:

- виведення залежностей для співвідношень S/N в цифровому каналі для гаусової моделі розповсюдження;
- виведення різницевого співвідношення для параметру S/N в неперервному та цифровому каналах;
- проведення аналізу параметра ймовірності виникнення помилки в каналі від співвідношення S/N ;
- аналіз залежностей ймовірності бітової помилки для різних кількісних станів цифрової модуляції;
- виявлення критичних значень завадостійкості для каналів зв'язку.

В системах зв'язку з гаусовою моделлю розповсюдження якісні характеристики каналу визначаються зі співвідношенням сигнал/шум, однак для широкосмугових цифрових систем з багатьма підносійними [7] доцільно як показник якості сигналу застосувати нормоване значення енергії, що припадає на 1 біт інформації E_b , а як показник шуму – спектральну щільність потужності шуму по ширині частотної смуги каналу передачі N_0 .

Кількісно дані співвідношення можна записати так:

$$E_b = S \cdot T_b ,$$

де S – потужність сигналу, T_b – час передачі 1 біта інформації

$$N_0 = \frac{N}{W} ,$$

де N – спектральна щільність потужності шуму, W – ширина смуги пропускання каналу зв'язку

При цьому співвідношення сигнал/шум, отримане для гаусового каналу буде наступним:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S \cdot T_b}{N / W} .$$

1.3 Процеси, що відбуваються при поширенні радіохвиль

Шлях радіохвилі від передавача до приймача в системах мобільного зв'язку вкрай різноманітний: від їх прямої видимості до сильно закритого перешкодами, будинками, деревами шляху. На відміну від дротового зв'язку, де параметри постійні, в бездротовому зв'язку радіоканали мають випадкові параметри, їх часто складно аналізувати. Моделювання радіолінії - найбільш складне завдання проектування радіосистем. Воно в основному виконується статистично з використанням даних експериментів, виконаних часом саме для такої ж або аналогічної системи.

Механізм поширення радіохвиль (ПРВ) в системах зв'язку різних, але в основному може бути представлений відображенням, дифракцією і розсіюванням. Більшість стільникових систем працюють в містах, де немає прямої видимості антен передавача і приймача, а наявність високих будівель викликає великі дифракційні втрати. Завдяки багаторазовим перевідбиттям

від різних об'єктів, радіохвилі проходять різний шлях. Інтерференція цих хвиль викликає сильну зміну рівня сигналу від розташування абонента.

Відображення має місце при падінні хвилі на об'єкти з розмірами багато більше довжини хвилі. Спостерігаються, наприклад, відображення від землі, стін будівель, тощо. Деякі шари атмосфери також мають здатність відбивати електромагнітні хвилі певних діапазонів. В першу чергу це відноситься до іоносфери, що має значну провідність, сильно іонізованих метеорних слідів, і в меншій мірі - до неоднорідностей тропосфери.

Дифракція - явище огинання радіохвилями перешкод, що зустрічаються на шляху їх поширення. Пояснюється виникненням вторинних хвиль при падінні радіохвилі на перешкоду з гострими кутами. Коли протяжність радіолінії і висота розташування антен такі, що область, істотна при поширенні радіохвиль (перша зона Френеля) частково або повністю перекривається перешкодою, то незакрита частина першої зони Френеля або наступних зон створюють випромінювання не тільки в напрямку початкового руху хвилі, але і за перешкодою. Таким чином, дифракцією обумовлено наявність поля за перешкодами в зоні геометричної тіні. На високих частотах дифракція, як і відображення, істотно залежить від геометрії об'єкту, а також амплітуди, фази і поляризації поля.

Розсіювання має місце при поширенні хвилі в середовищі з дрібними об'єктами (менше довжини хвилі).

Рефракцією називається викривлення траєкторії радіохвилі при поширенні її в неоднорідному середовищі.

1.4 Моделі поширення радіохвиль

Для аналізу можливостей розгортання тієї чи іншої системи зв'язку, в процесі проектування потрібне знання енергетичних параметрів радіоліній.

Розрахунок цих показників виконується на підставі будь-якої моделі поширення радіохвиль.

Модель поширення хвиль у вільному просторі використовується для розрахунку прийнятого сигналу в умовах, коли передавальна і приймальна антени знаходяться на відкритій радіолінії. Ця модель застосовується для аналізу радіоканалів зв'язку через супутники і для наземних радіоліній, що працюють в діапазоні надвисоких частот. Потужність, що наводиться на приймальній антені з коефіцієнтом підсилення $G_{пр}$, яка випромінюється антеною передавача потужністю $P_{пер}$ з коефіцієнтом підсилення $G_{пер}$ на довжині хвилі λ на відстані d в відкритому необмеженому просторі, розраховується за формулою, яку називають першим рівнянням передачі:

$$P_{пр} = P_{пер} G_{пер} G_{пр} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.1)$$

У випадку використання апертурної антени, її коефіцієнт підсилення може бути визначений виразом:

$$G = \frac{4\pi \cdot S_{эф}}{\lambda^2}, \quad (1.2)$$

де $S_{эф}$ – ефективна площа поверхні антени, м².

Ефективна площа дещо менше площі апертури антени, внаслідок нерівномірності амплітудного розподілу струмів в апертурі. Відношення ефективної площі до площі апертури називається коефіцієнтом використання поверхні антени, типове значення якого для однодзеркальної антени становить 0,5 ... 0,7.

Довжина хвилі λ пов'язана з частотою f співвідношенням:

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (1.3)$$

де c – швидкість світла.

Потужність, що приймається антеною у відповідності з (1) зменшується з зростанням відстані d зі швидкістю 20 дБ на декаду, тобто пропорційно множнику $1/d^2$. Втрати передачі в радіоканалі (відношення прийнятої і випроміненої потужностей) визначається виразом:

$$L = 10 \lg \frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{пр}}} = L_{\text{св}} - G_{\text{пер}} - G_{\text{пр}}, \text{ дБ}, \quad (1.4)$$

де $L_{\text{св}} = 20 \lg \frac{4\pi d}{\lambda}$ – втрати при розповсюдженні у вільному просторі;

$G_{\text{пер}}, G_{\text{пр}}$ – коефіцієнти підсилення приймальної і передаючої антен, дБ.

Приведені вирази вірні тільки для дальньої зони (зони Фраунгофера).

Границя дальньої зони определяется условием:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1.5)$$

де D – найбільший розмір антени.

Додатковою умовою дальньої зони є виконання співвідношень:

$$d_f \gg D; \quad d_f \gg \lambda.$$

На великих відстанях при розрахунку потужності сигналу, що приймається, іноді використовують значення потужності $P_{\text{пр}}(d_0)$ на деякій фіксованій відстані d_0 . Тоді на іншій відстані d

$$P_{\text{пр}}(d) = P_{\text{пр}}(d_0) \cdot \left(\frac{d_0}{d}\right)^2, \quad d \geq d_0 \geq d_f. \quad (1.6)$$

Оскільки зміна потужності на вході приймача при зміні відстані дуже велика, використовують поняття рівня потужності, що вимірюється в дБм (децибелах по відношенню до одного мілівата) або дБвт (децибелах по відношенню до одного вату).

Перехід до рівнів потужності і назад здійснюється за формулами:

$$P, \text{дБ} = 10 \lg P; \quad P = 10^{\frac{P, \text{дБ}}{10}}$$

У логарифмічному вигляді перше рівняння передачі може бути записано у наступному вигляді:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пр}} + G_{\text{пер}} - 20 \lg d - 20 \lg f - 32,4, \quad (1.7)$$

де потужність передавача має розмірність дБВт або дБм, коефіцієнти підсилення антен – у дБ, відстань d – у кілометрах, робоча частота f – в МГц.

На рис. 1.1 показана модель, що враховує особливості розповсюдження радіохвиль при наявності перешкоди.

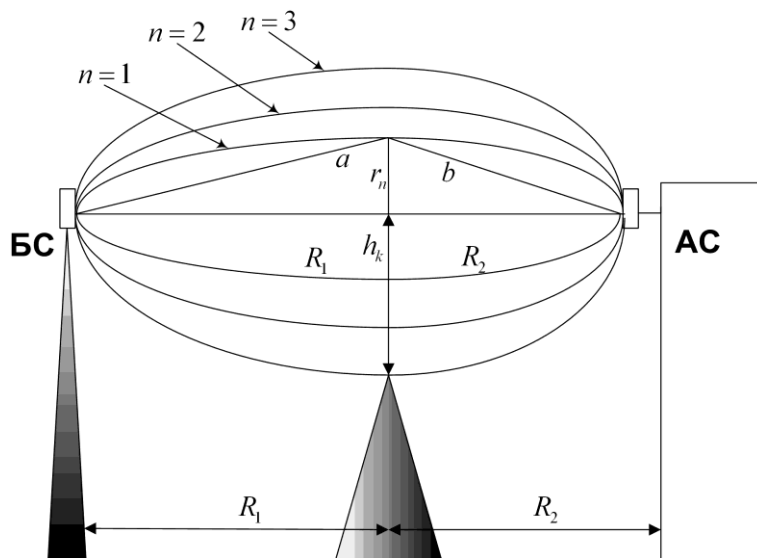


Рисунок 1.1 – Модель прямої видимості

Для розрахунку трас з прямою видимістю в системах мобільного зв'язку використовують методики, які розроблені для інших фіксованих служб, наприклад, для радіорелейних ліній.

Для придатної якості приймання сигналів необхідно, щоб над перешкодою проходила лінія прямої видимості с запасом за висотою не менш $0,6r_1$, де r_1 – радіус першої зони Френеля.

Радіус n -ої зони Френеля може бути розрахований з співвідношення:

$$a + b = R_1 + R_2 + \frac{n\lambda}{2}.$$

Якщо виконується $r_n \ll R_1$ і $r_n \ll R_2$, то

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2}}, \quad (1.8)$$

где n – номер зони Френеля;

r_n – радіус n -ої зони Френеля.

Ослаблення, викликане завадою можна оцінити наступним чином:

$$L = 6,9 + 20 \lg \left(\sqrt{(\nu - 0,1)^2 + 1} + \nu - 0,1 \right), \quad (1.9)$$

$$\text{де } \nu = h_n \sqrt{\frac{2(R_1 + R_2)}{\lambda R_1 R_2}};$$

h_n – величина просвіту (відстань від лінії прямої видимості до завади).

Якщо $h_n \geq r_0$, де $r_0 = \sqrt{\frac{\lambda}{3} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$, то траса вважається відкритою.

1.5 Двопроменева модель поширення радіохвиль

Процес поширення радіохвиль над поверхнею Землі нерозривно пов'язаний з явищем поглинання енергії хвилі і втратами енергії. При поширенні хвиль енергія, по-перше, втрачається через проникнення радіохвиль в товщу Землі, а також внаслідок дифракційних втрат енергії, оскільки лише невелика частка енергії хвилі огинає опуклість земної кулі. При поширенні тропосферних хвиль основний потік енергії хвилі проходить крізь тропосферу і лише невелика частка його розсіюється тропосферою, утворюючи корисний потік енергії. Іоносферні хвилі зазнають втрати при проникненні крізь іонізовані шари атмосфери.

Ослаблення поля радіохвилі при поширенні в реальних умовах у порівнянні з ослабленням, яке спостерігається при поширенні у вільному просторі, прийнято характеризувати множником або функцією ослаблення F . Якщо тим чи іншим способом визначений множника ослаблення, то напруженість поля в точці прийому обчислюється за виразом:

$$E_d = \frac{\sqrt{30P_{\text{пер}} D}}{r} F, \quad (1.10)$$

де r – шлях, який проходить хвиля від передавача до приймача;

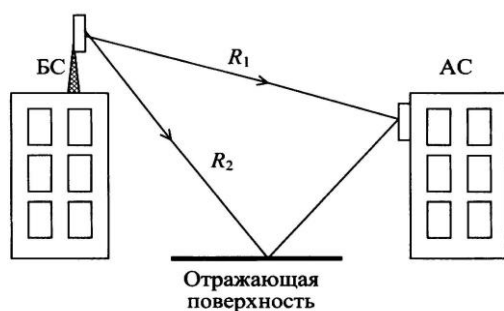


Рисунок 1.2 – Двопроменева модель розповсюдження хвиль

$P_{\text{пер}}$ – потужність передавача;

D – коефіцієнт направленої дії антени передавача.

Для двопрменевої моделі поширення (рис. 1.2) множник ослаблення має наступний вигляд:

$$F = \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos\left(\theta + \frac{4\pi h_{\text{АС}} h_{\text{БС}}}{\lambda r}\right)}, \quad (1.11)$$

где $\dot{\rho} = \rho \cdot e^{j\theta}$ – комплексний коефіцієнт відбиття.

На рис. 1.3 показаний приклад залежності множника ослаблення від відстані в разі високо піднятої антени при певному коефіцієнті відбиття.

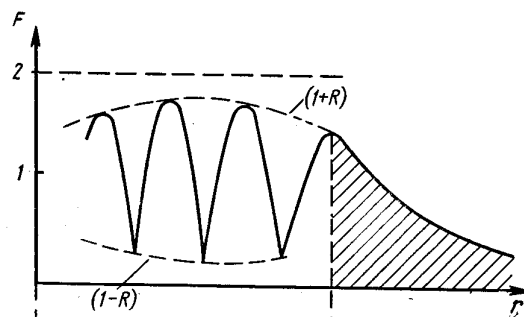


Рисунок 1.3 - Залежність множника ослаблення F від відстані

З рис. 1.3 видно, що поблизу передавача залежність множника ослаблення від відстані має імпульсний характер, а далі плавно зменшується.

При розгляді ліній зв'язку в більшості практичних випадків вважають, що їх параметри або не змінюються в часі, або змінюються дуже незначно. У таких випадках множник ослаблення F є фіксованою величиною. Це, звичайно, відома ідеалізація реальних умов поширення. Подібні умови в першому наближенні виконуються в діапазоні довгих хвиль і в космічних системах зв'язку.

1.6 Багатопроменеве поширення радіохвиль

Для систем мобільного зв'язку типовим є багатопроменеве поширення радіохвиль, внаслідок наявності відображень від перешкод (рис. 1.4). При поширенні в міських умовах відображення спостерігаються від дахів, будинків, підстильної поверхні, тощо. При розташуванні абонентської станції всередині приміщень на антену можуть приходити хвилі, відбиті від внутрішніх стін приміщення.

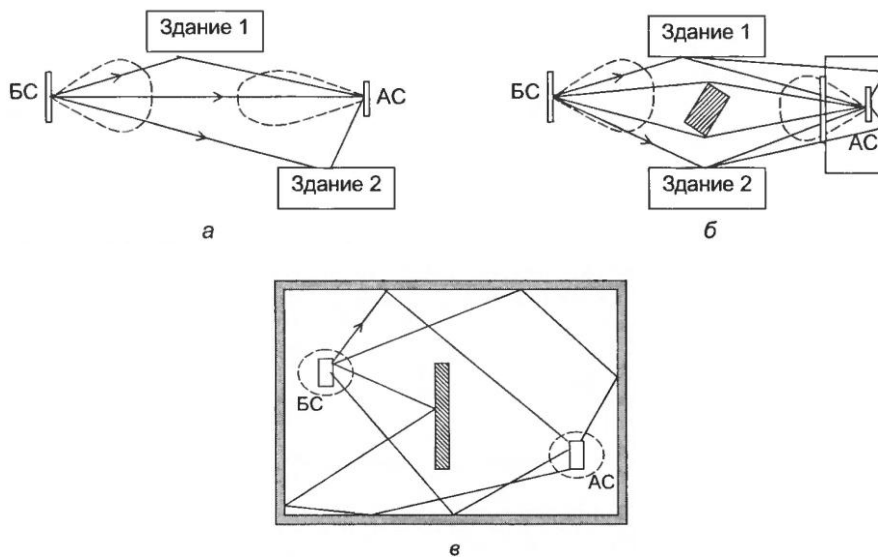


Рисунок 1.4 - Модель багатопроменевого поширення радіохвиль:

- а) зовнішнє розташування абонентської станції;
- б) внутрішнє розташування абонентської станції;
- в) внутрішнє розташування базової станції і абонентської станції

У загальному випадку модель каналу при багатопроменовому поширенні може бути задана у вигляді

$$y(t) = \sum_{i=1}^N K_i E(t - \tau_{pi}) + n(t) + \Pi(t), \quad (1.12)$$

где $y(t)$ – сигнал на вході приемного устро́йства;

$\dot{K}_i = |K|e^{j\varphi}$ – комплексний коефіцієнт передачі для i -го променя;

$E(t)$ – сигнал на виході передавача;

$n(t)$ – гаусовий шум;

$n(t)$ – завади;

τ_{pi} – час поширення сигналу в i -му промені:

$$\tau_{pi} = \frac{d_i}{c},$$

де d_i – довжина i -го променя; c – швидкість світла.

Комплексний коефіцієнт передачі \dot{K} залежить від коефіцієнтів відображення від будівель, стін, предметів тощо.

Наявність декількох копій сигналу створює ситуацію, коли можливі завмирання і міжсимвольна інтерференція (рис. 1.5).

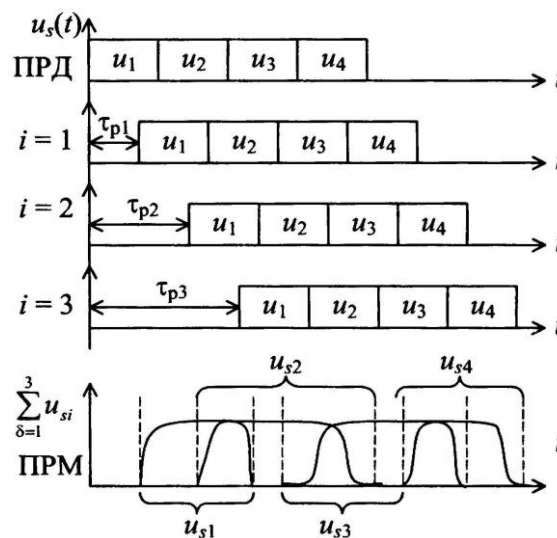


Рисунок 1.5 – Часові діаграми багатопроменевого поширення

Завмирання - це коливання рівня сигналу на вході приймача, пов'язані зі змінами параметрів зовнішнього середовища і умов поширення радіохвиль.

Наявність завмирань змушує вводити спеціальні визначення для характеристики середнього рівня сигналу і ступеня відхилення миттєвих значень рівня від середнього значення. Найбільш поширеним є вираз середнього рівня в медіанних значеннях напруженості поля. Під медіанним рівнем напруженості поля розуміють рівень, яких перевищує миттєві значеннями в 50% часу спостереження. Кількість перетинів миттєвими значеннями медіанного рівня в одиницю часу характеризує частоту і період завмирань. Глибину завмирань зазвичай оцінюють як різницю $(E_{0,1} - E_{0,9})$, де $E_{0,1}$ – рівень, що перевищується миттєвими значеннями напруженості поля в 10% часу спостереження, $E_{0,9}$ – рівень, що перевищується миттєвими значеннями напруженості поля в 90% часу спостереження.

Глибокі завмирання (нижче порога чутливості приймача) призводять до спотворень або втраті корисного сигналу.

Міжсимвольна інтерференція викликана накладанням окремих символів через часову дисперсію сигналів, що приходять різними променями.

Природу завмирань пояснимо на прикладі двопробеневого каналу. Сигнал на виході такого каналу може бути представлений у вигляді

$$y(t) = K_1 E e^{j\omega t} + K_2 E e^{j\omega(t+\Delta\tau_p)}. \quad (1.13)$$

Якщо коефіцієнти перетворення сигналів в променях K_1 і K_2 рівні, то спостерігається найгірша ситуація, оскільки сигнали які приходять в точку прийому, мають однакову амплітуду і різницю фаз. Вираз (12) можна переписати таким чином:

$$y(t) = K_1 E e^{j\omega t} \left(1 + \frac{|K_2|}{|K_1|} e^{j\psi} \right),$$

где $\psi = \varphi_2 - \varphi_1 + \omega\Delta\tau_p$ – різниця фаз; $K_3 = \left(1 + \frac{|K_2|}{|K_1|} e^{j\omega}\right)$ – коефіцієнт

ослаблення або підсилення за рахунок завмирань.

У загальному випадку, при зовнішньому розташуванні антен базової станції і абонентської станції енергетичні характеристики сигналу залежать від трьох чинників: втрат при поширенні, повільних завмирань і швидких завмирань (рис. 1.6). При наявності відображення, тобто при непрямій видимості втрати поширення визначаються як при пасивній ретрансляції сигналів і можуть бути задані виразом:

$$L_{NLos} = \left(\frac{4\pi R_0}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{R}{R_0}\right)^\alpha, \quad (1.14)$$

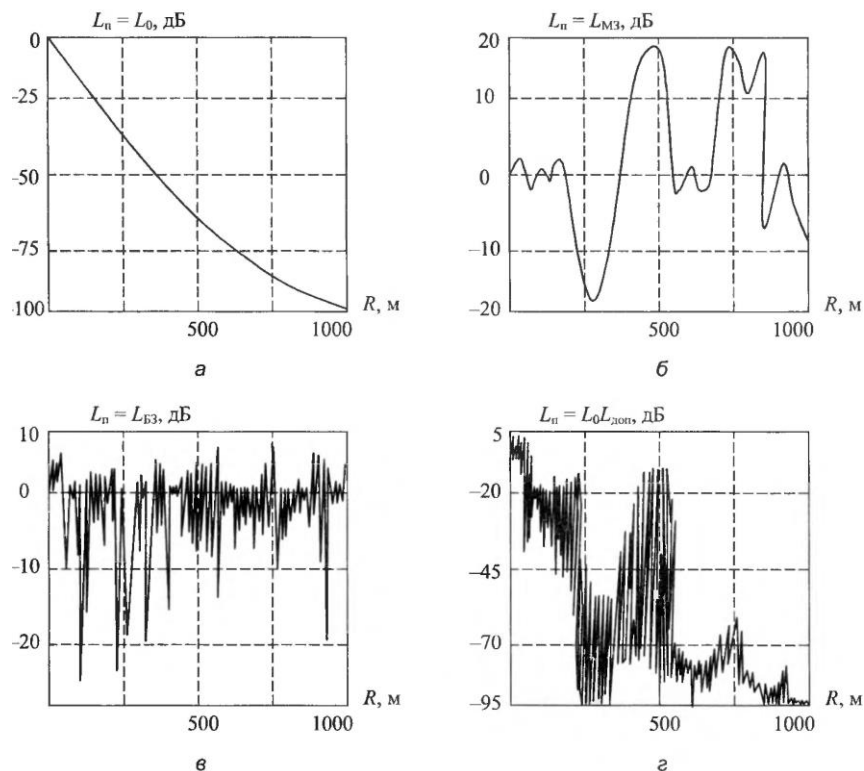


Рисунок 1.6 - Залежність енергетичних характеристик від різних чинників: а) втрати поширення; б) повільні завмирання; в) швидкі завмирання; г) результуючий сигнал.

де R_0 – відстань від передавача до перешкоди;

R – відстань від перешкоди до приймача;

$\alpha = 2 \dots 5$ – значення постійного коефіцієнта загасання при поширенні без прямої видимості, що залежить від навколишнього оточення. Коефіцієнт α визначають за експериментальними даними.

Висновки до першого розділу

1. Механізм поширення радіохвиль в системах зв'язку може бути представлений відображенням, дифракцією і розсіюванням.

2. Процес поширення радіохвиль над поверхнею Землі нерозривно пов'язаний з явищем поглинання енергії хвилі і втратами енергії.

3. Завмирання - це коливання рівня сигналу на вході приймача, пов'язані зі змінами параметрів зовнішнього середовища і умов поширення радіохвиль.

2 БУДОВА ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Структурна схема системи зв'язку

Структурна схема, що зображена на рис. 2.1, ілюструє перетворення сигналу і його обробку в передавальному блоці системи цифрового зв'язку. Сигнал проходить етапи перетворення інформації від джерела, кодування джерела, шифрування, каналне кодування, ущільнення, імпульсна модуляція, смугова модуляція, розширення спектра і множинний доступ - відображають перетворення сигналу на шляху від джерела до передавальної антени.

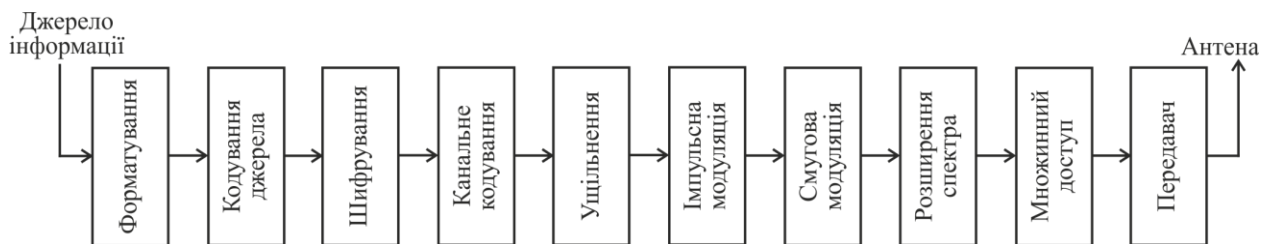


Рисунок 2.1 – Передавач системи цифрового зв'язку

Сигнал передавача від джерела повідомлення поступає на вхід приймальної частини (приймача сигналів) через лінію зв'язку. Як лінія зв'язку може виступати звичайна пара електричних дротів, а матеріальним (фізичним) носієм повідомлення (інформації) — низькочастотний електричний сигнал. У системі зв'язку лінія зв'язку є простір, що розділяє передавач і приймач. Фізичним носієм інформації в цьому випадку служить високочастотне електромагнітне коливання (електромагнітні хвилі).

Сигнал передавача, проходячи через лінію зв'язку, піддається дії зовнішніх завад. На електромагнітні хвилі накладаються завади, що створюються атмосферними електричними розрядами, іскрінням промислових установок, тощо. Отже, сигнал на виході лінії зв'язку

відрізняється від сигналу на її вході так само, як і повідомлення, що доставляється одержувачу, відрізняється від повідомлення, створеного джерелом повідомлення. Така зміна повідомлення пояснюється не тільки дією атмосферних завад на лінію зв'язку, а також впливом на сигнал внутрішніх завад як в передавальній, так і в приймальній частині системи. Джерелами внутрішніх завад можуть бути: тепловий шум (дробовий ефект), що створюється фізичними елементами передавача і приймача при проходженні через них електричного струму; шум, що утворюється за рахунок нестабільності джерел живлення і ін.

На рис. 2.2 зображена структурна схема приймального пристрою системи цифрового зв'язку. Пристрої модуляції і демодуляції або детектування з'єднані разом отримали назву модема. Для бездротових систем зв'язку передавач складається з схеми перенесення спектра сигналу в область радіочастот, підсилювача потужності та антени, а приймач - з антени і малошумного підсилювача. Зворотне зниження частоти відбувається на виході приймача або демодулятора.

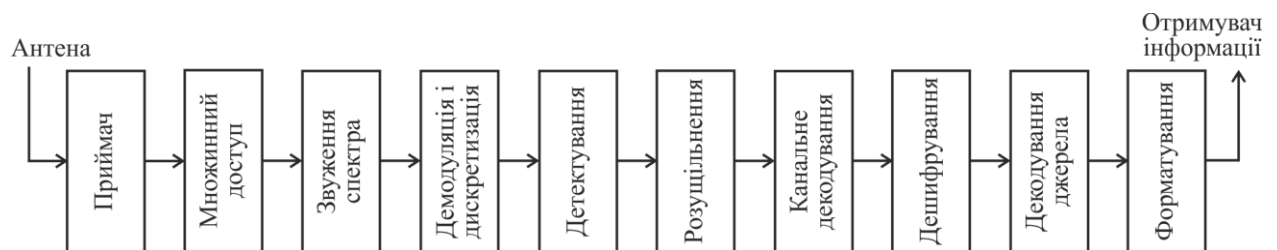


Рисунок 2.2 – Приймач системи цифрового зв'язку

Рис. 2.1-2.2 ілюструє послідовність перетворювачів, що включає передавач і приймач системи. Етапи обробки сигналу, що мають місце в передавачі, є оберненими до етапів, що відбуваються на боці приймача.

Здебільшого під сигналом розуміють величину або процес, які відображують будь-яким чином етап фізичної системи. У цьому розумінні природно розглядати сигнал як результат деяких вимірювань, що

здійснюються над фізичною системою в процесі її спостереження. Таким чином, сигнал несе в собі інформацію. Кількість інформації, яку може переносити сигнал, залежить від його параметрів: тривалості, смуги займаних ним частот, потужності та ін. Пристрій обробки перетворює вихідний сигнал у форму, зрозумілу та зручну для споживача.

Первинний перетворювач є давачем, що перетворює вихідну фізичну величину x_1 (акустичну, електричну, оптичну, теплову та ін.) в іншу фізичну величину x_2 , зручнішу для подальшої обробки. Перетворивши вихідні фізичні величини в електричні сигнали, можна вести подальше перетворення останніх з тим, щоб підкреслити найважливіші властивості спостережуваної системи й ослабити інші, які не характеризують цей етап. Це і є завданням кодувального пристрою. Призначення модулятора полягає в узгодженні вихідного сигналу x_A з властивостями каналу передачі. Наприклад, якщо використовується хвилевідний канал, сигналом x_D здебільшого модулюється відповідне ВЧ коливання за амплітудою або фазою. Демодулятор і декодувальний пристрій слугують для розшифрування. Вони виконують перетворення, протилежні тим, які робилися на вході каналу передачі. Пройшовши демодулятор, декодувальний пристрій і вихідний перетворювач, сигнал набуває бажаної структури, зручної для споживача.

Приклади таких систем різноманітні — це телефонія, телеметрія, локація, телекерування, телебачення, телеграфія, медична діагностика та ін. З цього переліку можна зробити висновок про велику різноманітність сигналів, що зустрічаються в різних системах. Призначенням системи зв'язку є передача повідомлення з однієї точки в іншу через канал зв'язку, що має певні властивості (зокрема, що пропускає лише деяку смугу частот). Для рішення цього завдання доводиться здійснювати цілий ряд перетворень.

Перш за все початкове повідомлення піддається первинному кодуванню (кодування джерела), мета якого - перетворення аналогового повідомлення в цифрове або стиснення інформації. Наступний етап - каналне кодування. Метою кодування є врахування таких властивостей

каналу зв'язку, як рівень шуму і мінливості в часі. Найчастіше під терміном «канальне кодування» розуміється завадостійке кодування. При цьому в повідомлення вноситься надмірність з метою забезпечити можливість виправлення на приймальній стороні всіх або деяких виникаючих в процесі передачі помилок. Також до канального кодування відносяться технології перемеження, які використовуються для боротьби з завмираннями сигналу.

Після застосування завадостійкого коду повідомлення надходить в модулятор, що перетворює цифрове повідомлення в аналоговий модульований сигнал, який займає задану смугу частот.

Наступні два блоки є необов'язковими. Додаткове розширення спектра дозволяє отримати ряд переваг. Технології множинного доступу дозволяють реалізувати спільне використання загального частотно-часового ресурсу декількома радіолініями.

Далі сигнал надходить в передавач - аналоговий блок, який здійснює підсилення сигналу і реалізує інтерфейс з каналом зв'язку (антенна система для радіоканалу, погоджуючі кола для проводового каналу, тощо.).

В процесі проходження модульованого сигналу через канал зв'язку сигнал піддається впливу шумів і завад. Спотворений сигнал надходить на вхід приймача.

Структура приймальної частини є дзеркальним відображенням структури передавача - сигнал проходить через блоки, які в зворотному порядку здійснюють перетворення, зворотні по відношенню до тих, що відбуваються в передавачі.

Приймач реалізує інтерфейс з каналом зв'язку і здійснює передню обробку аналогового сигналу. Далі (при необхідності) відбувається виділення потрібного сигналу відповідно до використовуваного методу множинного доступу і виконується зняття введеного раніше розширення спектра.

Потім сигнал піддається демодуляції, в процесі якої аналоговий модульований сигнал перетворюється в цифрове повідомлення. Далі проводиться канальне декодування (декодування завадостійкого коду), при

цьому завдяки коригуючим властивостям коду можливо виправлення частини (або всіх) помилок, що виникли в процесі передачі. Після виправлення помилок відбувається декодування джерела - відновлення початкового повідомлення.

2.2. Спеціалізовані та універсальні системи зв'язку

Спеціалізована система орієнтована на конкретне джерело інформації, вона містить кодер і декодер джерела, адаптовані до його властивостей. Приклад - стільниковий телефон. Універсальна система отримує на вході цифровий потік бітів і нічого не знає про його статистичні властивості. Її завдання - донести цей потік до одержувача.

Все більше систем стають універсальними. Іншими словами, кодер джерела все частіше виявляється відділений від системи зв'язку. Хоча спільна оптимізація системи, яка зачіпає декілька її рівнів одночасно, дозволяє досягти кращих результатів.

Оскільки система нічого не знає про властивості цифрового потоку, передбачається, що значення бітів 0 і 1 різномовірні і незалежні. Для того, щоб забезпечити це, в реальних системах (адже дані на вході можуть бути будь-якими) використовується скремблювання.

Системи цифрового зв'язку характеризуються рядом технічних параметрів, однак перш ніж перейти до їх опису, необхідно обговорити зміст двох важливих термінів: біт і символ.

- Біт - одиниця кількості інформації, але в той же час це елемент вхідного потоку даних, який може приймати значення 0 і 1.

- Символ - практично у всіх системах зв'язку на тих чи інших етапах обробки інформації біти групуються для одночасної передачі (приклад - паралельний 8-бітовий порт персонального комп'ютера). Така група бітів називається символом. Число біт в символі позначаються буквою m , число

можливих значень символу - буквою M , так що $M = 2m$. Якщо символ складається з одного біта ($m = 1, M = 2$), такий спосіб передачі називають бінарним. Перетворення послідовного бітового потоку в m -бітові символи і назад неминуче вносить затримку в процес передачі даних. Тривалість символу буде позначатися літерою T . Швидкість передачі даних:

- бітова - число бітів, переданих в одиницю часу - R , біт/с;

- символна - число символів, переданих в одиницю часу - R_s симв/с (іноді використовуються термін Бодова швидкість і одиниця виміру бод/с).

Ця величина обернена тривалості передачі символу: $R_s = 1 / T$;

- ширина спектра сигналу - W , Гц (теоретично для будь-якого сигналу кінцевої тривалості ширина спектра нескінченна, тому тут мається на увазі вимір ширини з якого-небудь практичного критерію);

- спектральна ефективність показує співвідношення між бітовою швидкістю передачі даних і шириною спектру сигналу - R/W , біт/с/Гц. Таким чином, даний параметр визначає, наскільки ефективно система використовує смугу частот для передачі інформації;

Імовірність помилки, тобто ймовірність того, що прийняте числове значення не збігається з переданим:

- бітова - P_b , BER (Bit Error Rate);

- символна - P_{sym} , SER (Symbol Error Rate).

Оскільки символ складається з декількох бітів, в разі помилки в ньому, швидше за все, спотворюються не всі біти, а лише якась їх частина. Тому ймовірність бітової помилки ніколи не перевищує ймовірність символної помилки: $BER \leq SER$ (рівність спостерігається в бінарних системах, де поняття біта і символу співпадають).

Зазначені верхні межі для BER і SER впливають з наступних міркувань: ймовірність бітової помилки не може перевищувати 50%, оскільки саме в цьому випадку буде спостерігатися повна відсутність статистичного зв'язку між переданим і прийнятим повідомленнями (при цьому з імовірністю 50% значення прийнятого біта просто вгадуються).

Якщо ймовірність бітової помилки перевищує 50%, завжди можна інвертувати отриманий результат, зробивши тим самим ймовірність помилки менше 50%. Що стосується граничної ймовірності символної помилки, то при відсутності статистичного зв'язку між переданим і прийнятим повідомленнями ймовірність випадкового вгадування правильного символу становить $1/M$, тому ймовірність символної помилки при цьому дорівнює $(M - 1)/M$.

- Відношення сигнал/шум в системах цифрового зв'язку може вимірюватися по-різному:

- відношення сигнал/шум за потужністю - SNR, дБ. Показує відношення потужності сигналу до потужності шуму. При використанні моделі білого шуму його повна потужність є нескінченною, тому для використання даного параметра необхідно визначити, в якій смузі частот буде вимірюватися потужність шуму. Як правило, ця смуга частот збігається зі смугою частот корисного сигналу. Таким чином, даний параметр математично визначається наступним чином:

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{P_s}{N_0 W}, \quad (2.1)$$

де P_s — потужність сигналу, N_0 — однобічна спектральна густина потужності білого шуму, W — ширина спектра сигналу.

Даний параметр є звичною мірою для вимірювання відношення сигналу до шуму в аналогових системах, однак для цифрових систем зв'язку він недостатньо інформативний. Для порівняння ефективності різних схем модуляції і кодування сигналу застосовується інша міра відношення сигнал/шум:

- відношення сигнал/шум на біт визначається як відношення енергії сигналу E_b , що припадає на один біт інформації, до спектральної густини потужності білого шуму - E_b/N_0 , дБ;

Для встановлення зв'язку між відношеннями сигнал/шум, які визначаються двома вказаними способами, необхідно зауважити, що потужність сигналу дорівнює енергії біта, помноженої на бітову швидкість: $P_s = E_b R$. З урахуванням цього з (1.2) отримуємо

$$\text{SNR} = \frac{E_b R}{N_0 W} = \frac{E_b}{N_0} \frac{R}{W}, \quad (2.2)$$

тобто SNR дорівнює добутку E_b/N_0 и спектральної ефективності системи.

При використанні цього критерію відношення сигнал/шум зникає залежність, по-перше, від способу кодування і модуляції сигналу (за рахунок того, що розглядається енергія одного інформаційного біта), і, по-друге, від ширини спектра сигналу (оскільки в розрахунку бере участь не потужність шуму, а його спектральна густина потужності).

- Імовірність порушення зв'язку (outage) - $P_{\text{out}} \in [0, 1]$. Даний параметр застосовується в умовах завмирань в каналі зв'язку, коли відношення сигнал/шум є випадковою величиною. Він показує, з якою імовірністю якість зв'язку стає нижче заданого порогу вірності.

Найважливішою характеристикою системи цифрового зв'язку є крива завадостійкості, що показує залежність ймовірності помилки (найчастіше бітової) від відношення сигнал/шум (на біт). Типовий вигляд кривих завадостійкості показаний на рис. 2.3. Тут слід виділити два випадки. Якщо в каналі зв'язку діє тільки шум, то з ростом відношення сигнал/шум ймовірність помилки обов'язково буде прагнути до нуля. Якщо ж поряд з шумом мають місце спотворення форми сигналу, то може виникнути ситуація, коли помилки виникають навіть при повній відсутності шуму. При цьому ймовірність помилки з ростом відношення сигнал/шум прагне до деякого нульового значення.

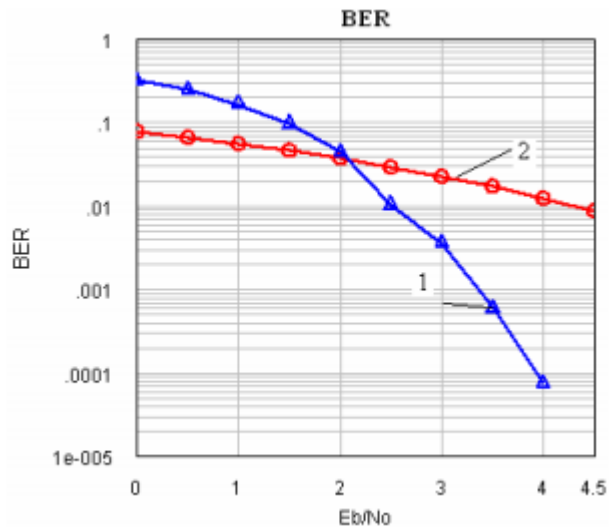


Рисунок 2.3 – Типовий вигляд кривих завадостійкості

2.3 Алгоритм Вітербі

Алгоритм Вітербі - це алгоритм пошуку найкоротшого кодового шляху. Він застосовується, зокрема:

- для прийому сигналів при наявності міжсимвольної інтерференції;
- для прийому сигналів з пам'яттю;
- для декодування згорткових кодів і сигнально-кодових конструкцій;
- для розпізнавання мови.

Розглянемо сутність алгоритму Вітербі на прикладі. На рис. 2.4 приведена схема розташування міст «А» ... «Т» із зазначенням можливих доріг між ними і їх довжин. Наше завдання - знайти найкоротший маршрут від «А» до «Т» і дізнатися його довжину.

Алгоритм Вітербі - це «розумний» алгоритм повного перебору, в якому відразу ж відкидаються явно безперспективні шляхи.

Починаємо просуватися по решітці зліва направо, відстежуючи всі можливі шляхи і їх довжини.

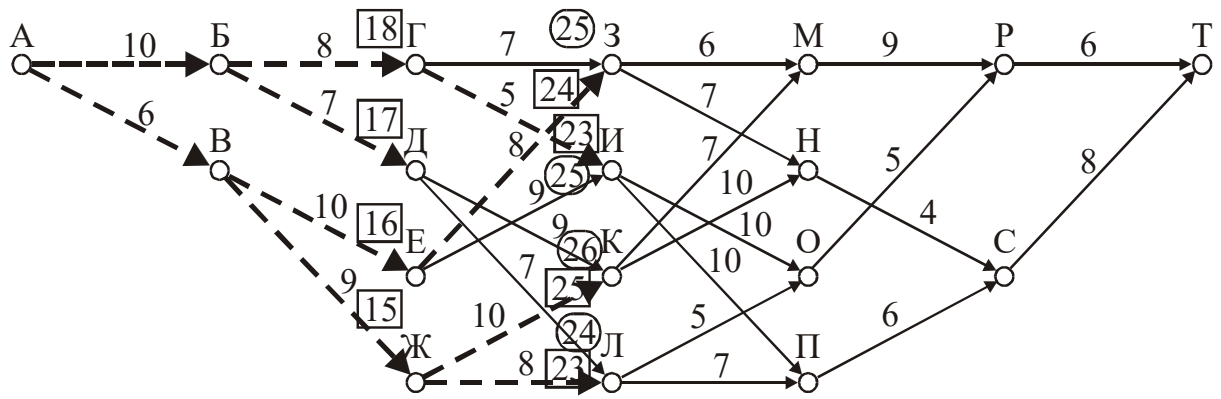


Рисунок 2.5. Перший вибір альтернативних варіантів (етап 3)

На наступному етапі (міста «М» ... «П») процедура вибору виживаючих шляхів повторюється (рис. 2.6).

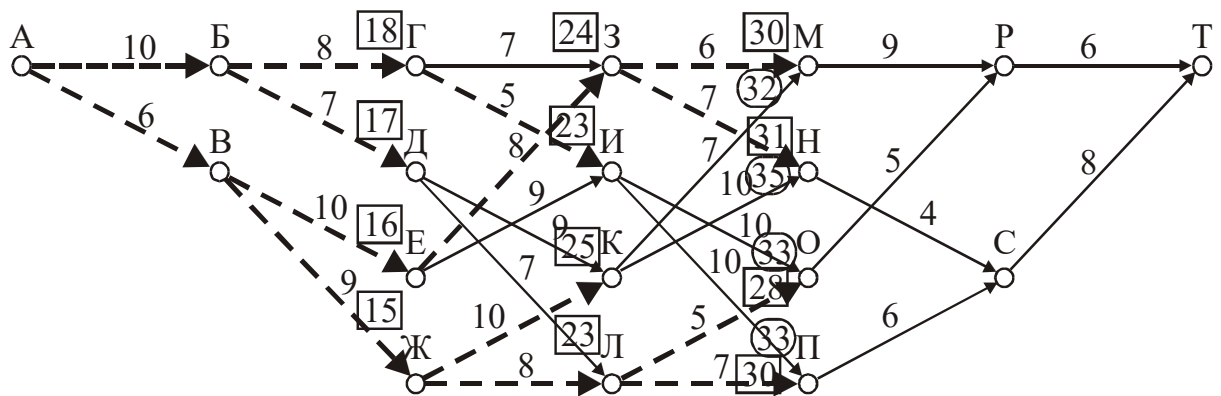


Рисунок 2.6 – Другий вибір альтернативних варіантів (етап 4)

На наступному етапі зміст дій залишається, але число міст скорочується –тепер їх тільки два: «Р» і «С» (рис. 2.7).

Нарешті, ми добрались до точки призначення – міста «Т», і нам необхідно вибрати більш короткий з двох ведучих до нього шляхів. В нашому прикладі ці два шляхи відрізняються на 4 км, и більш коротким є верхній шлях (рис. 2.8).

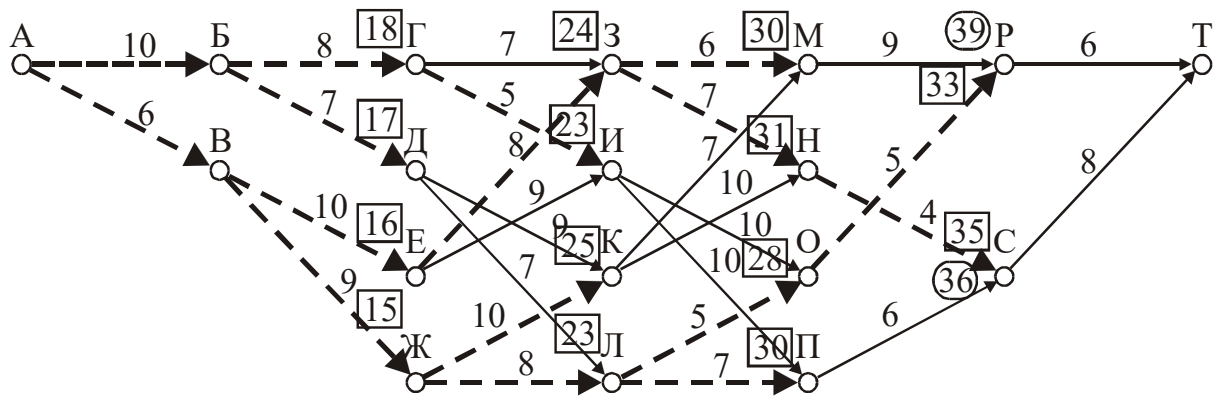


Рисунок 2.7 – Третій вибір альтернативних варіантів (етап 5)

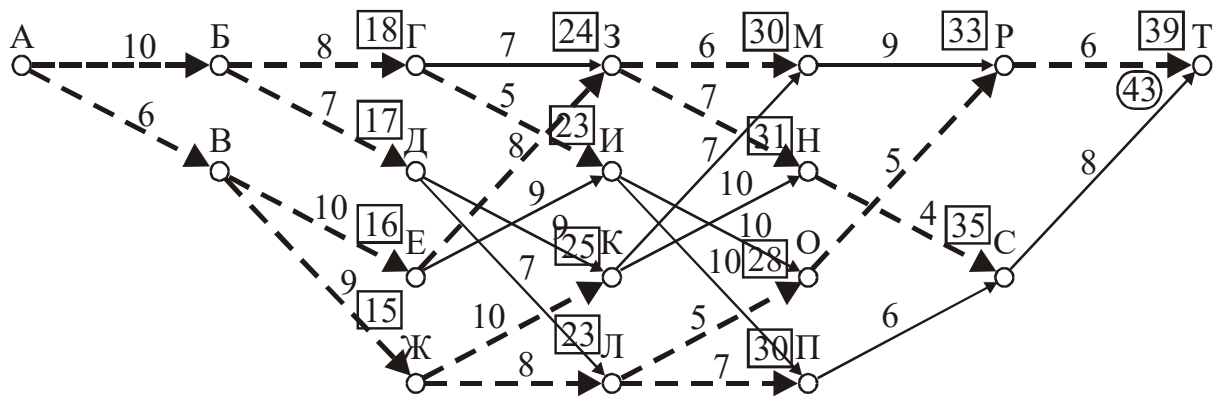


Рисунок 2.8 – Четвертий вибір альтернативних варіантів (етап 6)

Тепер ми знаємо, що довжина найкоротшого шляху складає 39 км, але необхідно ще визначити і сам маршрут. Для цього виконується зворотне трасування (backtrace). Грати прозирають справа наліво, при цьому виробляються переходи по виживших шляхах, показаним пунктирними стрілками. Результат цього зворотного трасування наведено на рис. 2.9.

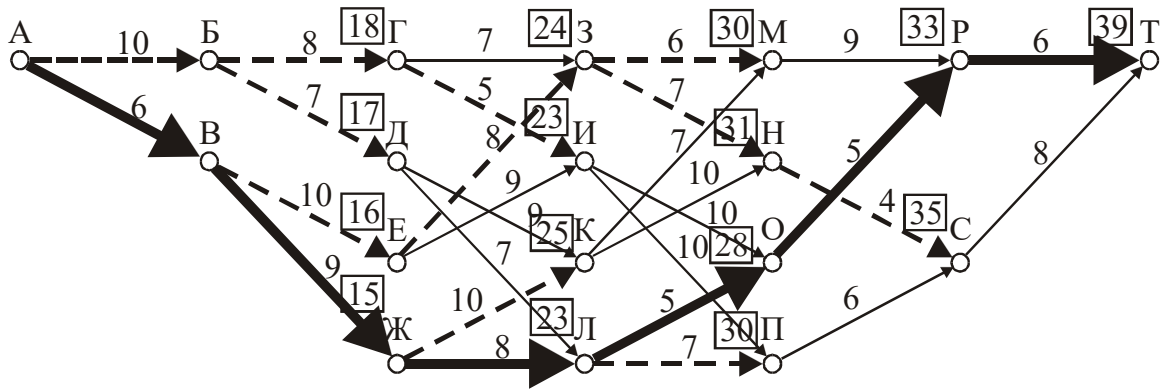


Рисунок 2.9 – Результат зворотного трасування

Отже, найкоротша відстань становить 39 км, оптимальний (найкоротший) маршрут А-В-Ж-Л-О-Р-Т.

2.4. Канал з адитивним білим гаусовим шумом

Під терміном «канал зв'язку з адитивним білим гаусовим шумом» (АБГШ) мається на увазі підсумовування корисного сигналу $s(t)$ і білого гаусового шуму $n(t)$, що має двобічну спектральну густину $N_0/2$ (або однобічну спектральну густину потужності N_0):

$$r(t) = s(t) + n(t). \quad (2.3)$$

Схема АБГШ-канал і графіки спектральної густини потужності шуму показані на рис. 2.10.

Шенноном була виведена формула для пропускної здатності АБГШ-каналу. Пропускною здатністю називається верхня межа швидкостей, при передачі даних з якими може бути забезпечена як завгодно низька ймовірність помилки (шляхом вибору відповідних схем кодування). У класичному вигляді формула Шеннона має наступний вигляд:

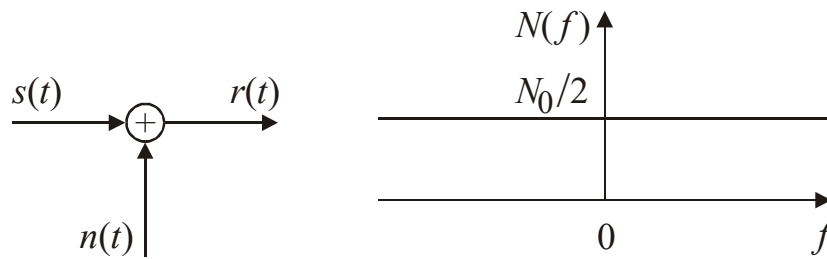


Рисунок 2.10 – АБГШ-канал

$$R < W \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right) = W \log_2 (1 + \text{SNR}). \quad (2.1)$$

Таким чином, пропускна здатність АБГШ-каналу тим більше, чим ширше його смуга частот і чим більше відношення сигнал/шум за потужністю. Зв'язок між спектральною ефективністю R/W і відношенням сигнал/шум SNR ілюструється на рис. 2.11. Допустимі поєднання параметрів SNR і R/W розташовуються нижче суцільної кривої.

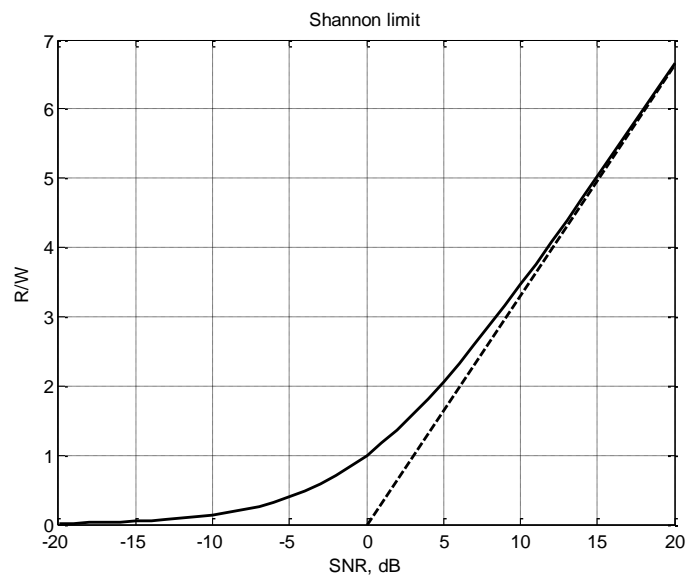


Рисунок 2.11 – Границя Шеннона (залежність між спектральною ефективністю і SNR)

З графіка видно, що як спектральна ефективність, так і відношення сигнал/шум за потужністю самі по собі можуть приймати будь-які значення, однак для досягнення заданої спектральної ефективності потрібно певне відношення сигнал/шум, тим більше, чим більше необхідне значення спектральної ефективності.

При великих відношеннях сигнал/шум має місце наступна границя (показана на рис. 1.12 пунктиром):

$$\frac{R}{W} < \log_2(1 + \text{SNR}) \approx \log_2(\text{SNR}) = \frac{\log_2 10}{10} 10 \log_{10}(\text{SNR}) \approx 0,33 \text{SNR}_{\text{dB}}$$

2.5 Граничні співвідношення між завадостійкістю і спектральною ефективністю

Однак для розуміння того, що дає формула (1.4) для теорії цифрового зв'язку, корисно перетворити її з урахуванням співвідношення (1.3):

$$\frac{R}{W} < \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{R}{W} \right).$$

З даного виразу легко отримати нерівність, що пов'язує спектральну ефективність R/W і відношення сигнал/шум E_b/N_0 :

$$\frac{E_b}{N_0} > \frac{2^{R/W} - 1}{R/W}. \quad (2.2)$$

Графік, побудований згідно (2.2), показаний на рис. 2.12. Допустимі поєднання параметрів E_b/N_0 и R/W розташовуються нижче суцільної кривої.

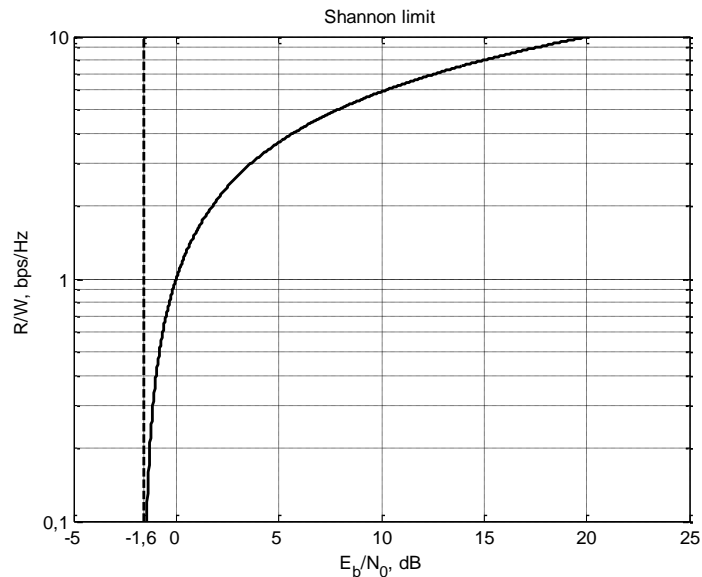


Рисунок 2.12 – Границя Шеннона (залежність між спектральною ефективністю і E_b/N_0)

Порівнюючи рис. 2.12 і рис. 2.11, ми бачимо, що, на відміну від відношення сигнал/шум за потужністю, відношення сигнал/шум на біт може приймати не будь-які значення. При прагненні спектральної ефективності до нуля права частина нерівності (1.5) прагне до наступної межі:

$$\begin{aligned} \frac{2^{R/W} - 1}{R/W} &= \frac{e^{\ln(2)R/W} - 1}{R/W} \xrightarrow{R/W \rightarrow 0} \frac{(1 + \ln(2)R/W) - 1}{R/W} = \\ &= \frac{\ln(2)R/W}{R/W} = \ln(2) \approx 0,6931 \approx -1,5917 \text{ дБ}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Таким чином, при $E_b/N_0 < -1,6$ дБ забезпечити безпомилкову передачу в принципі неможливо, яке б ми не застосовували кодування і скільки б низькою не була спектральна ефективність. Дана величина називається межею Шеннона.

Зауваження. Звідси не випливає, що система зв'язку не може працювати при відношеннях E_b/N_0 нижче вказаної межі. Така робота можлива, зрозуміло, з відповідними досить високими можливостями помилок.

Формула Шеннона (теорема кодування) стверджує, що при цих відношеннях E_b/N_0 неможливо реалізувати безпомилкову передачу.

Ще один висновок з графіка рис. 1.13 полягає в тому, що робота при низьких значеннях E_b/N_0 можлива тільки при малій спектральній ефективності.

2.6. Демодуляція і детектування сигналу

Нехай протягом заданого інтервалу передачі сигналу T , двійкова система передає сигнал, представлений виразом:

$$s_1(t) = +U, \text{ для двійкової } 1$$

$$s_2(t) = -U, \text{ для двійкового } 0$$

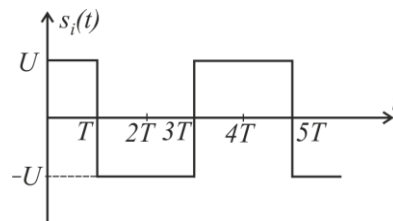


Рисунок 2.13 – Сигнал, що передається двійковою системою

Сигнал $r(t)$, що приймається, спотворюється під дією шуму $n(t)$ і неідеальної імпульсної характеристики каналу $h_c(t)$.

$$r(t) = s_i(t) * h_c(t) + n(t), \quad (2.7)$$

де $n(t)$ - адитивний білий гаусів шум.

При обробці отриманого сигналу, вхідний каскад приймача, або демодулятор, забезпечує пониження частоти сигналу. В якості підготовки до

детектування демодулятор відновлює $r(t)$ у вигляді оптимальної огинаючої відеосигналу $z(t)$. Приймач і демодулятор має декілька фільтрів, призначених для видалення небажаних високочастотних складових спектру і формування імпульсу. Вирівнювання можна описати як різновид фільтрації, яка використовується в демодуляторі для вилучення всіх ефектів погіршення якості сигналу. Вирівнювання необхідно в тому випадку, якщо імпульсна характеристика $h_c(t)$ каналу сильно спотворює сигнал. Еквалайзер (пристрій вирівнювання) реалізується для компенсації всіх спотворень сигналу, викликаних неідеальною імпульсною характеристикою каналу. На етапі дискретизації сформований імпульс перетворюється в вибірку для відновлення переданого символу. Демодуляція - це відновлення сигналу (імпульсу). Детектування - це прийняття рішення про цифрове значенні цього сигналу. Типові функції демодуляції і детектування цифрового приймача наведені на рис. 2.14.

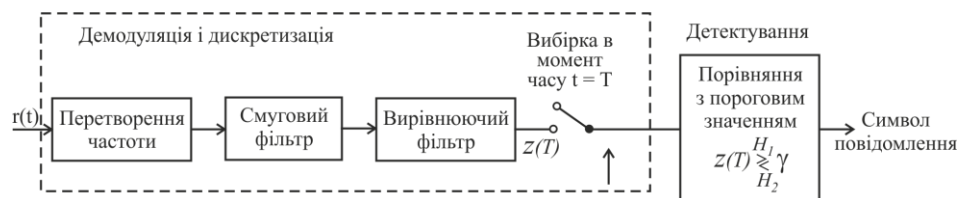


Рисунок 2.14 – Схема демодуляції і детектування цифрових сигналів

Блок перетворення частоти переносить спектр прийнятого сигналу з високої на низьку частоту. У блоці демодуляції і дискретизації зображений приймаючий фільтр, який виконує відновлення сигналу з максимально можливим відношенням сигнал/шум і без межсимвольної інтерференції, що необхідно для роботи детектора. Оптимальний приймаючий фільтр називають узгодженим. В якості приймаючого фільтра можна використовувати вирівнюючий фільтр, або еквалайзер.

На рис. 2.14 виділені два етапи демодуляції і детектування. Етап 1, перетворення сигналу в вибірку, виконується демодулятором і наступним за ним пристроєм дискретизації. Значення напруги вибірки $z(t)$ прямо пропорційно енергії прийнятого символу і енергії шуму. Вихідний сигнал етапу 1 можна представити виразом:

$$z = a_i + n_0, \quad (2.8)$$

де a_i - бажаний компонент сигналу (двійковий 0 або 1); n_0 - шум, випадкова гаусова змінна з нульовим середнім значенням.

Густина імовірності випадкового гаусова шуму описується виразом:

$$p(n_0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{n_0}{\sigma_0} \right)^2 \right], \quad (2.9)$$

де σ_0^2 - дисперсія шуму.

Густини умовних імовірностей $p(z|s_1)$ і $p(z|s_2)$ описуються виразами:

$$p(z|s_1) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_1}{\sigma_0} \right)^2 \right] \quad (2.10)$$

$$p(z|s_2) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_2}{\sigma_0} \right)^2 \right] \quad (2.11)$$

$p(z|s_1)$ називають правдоподібністю s_1 , що показує густину імовірності випадкової змінної $z(T)$ при умові передачі символу s_1 .

$p(z|s_2)$ називають правдоподібністю s_2 , що показує густину імовірності випадкової змінної $z(T)$ при умові передачі символу s_2 . Густини записаних умовних імовірностей зображені на рис. 2.15.

На етапі 2 приймається рішення щодо цифрового значення вибірки (виконується детектування) за критерієм максимальної правдоподібності.

Критерій вибору порогу γ для прийняття рішення заснований на мінімізації імовірності помилки розпізнавання символу. Задаються H_1 і H_2 - дві можливі гіпотези.

Для сигналів з рівною імовірністю появи, оптимальний поріг γ проходить через перетин функцій правдоподібності. Тобто етап прийняття рішення полягає в ефективному виборі гіпотези, відповідної сигналу з максимальною правдоподібністю. Детектор, що мінімізує імовірність помилки, називається детектором максимальної правдоподібності.

Узгоджений фільтр забезпечує максимальне відношення сигнал/шум на виході фільтра в момент часу $t = T$. Узгоджений фільтр можна реалізувати як корелятор. Узгоджений приймач можна побудувати згідно структурної схеми (рис. 2.16):

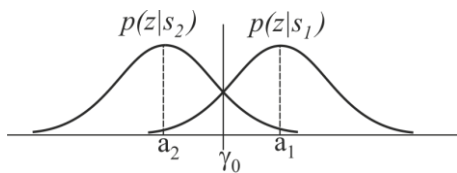


Рисунок 2.15 – Густини умовних імовірностей $p(z|s_1)$ і $p(z|s_2)$

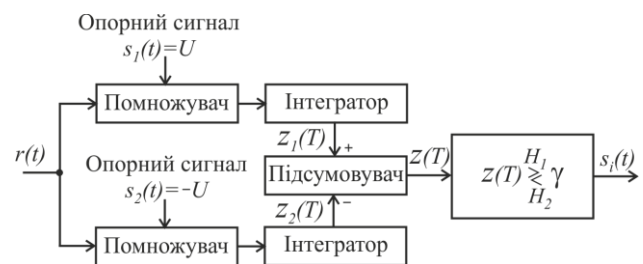


Рисунок 2.16 – Кореляційний приймач з сигналами $s_i(t)$

Кореляційний приймач складається з двох кореляторів, що виконують перетворення прийнятого сигналу $r(t)$ в послідовність двійкових чисел.

Вихідний сигнал корелятору визначається виразом [3]:

$$z_i(t) = \int_0^T r(t)s_i(t)dt \quad (2.12)$$

Кореляційний приймач, приведений на рис. 2.20, можна використовувати для когерентного детектування сигналів.

Для бінарної фазової маніпуляції, $s_1(t) = -s_2(t)$. Приймач-корелятор таких сигналів має схему, приведену на рис. 2.20. Один корелятор перемножує вхідний сигнал $r(t)$ і сигнал-прототип $s_1(t)$, після чого результат підлягає інтегруванню. Другий корелятор виконує такі самі дії з сигналом $s_2(t)$.

На рис. 2.16 показаний принцип роботи цифрового приймача. Протягом періоду передачі вхідний сигнал проходить по різним віткам для перевірки його кореляції з усіма можливими прототипами. Після цього приймач визначає найбільшу вихідну напругу і приймає відповідне рішення відносно значення переданого символу. При бінарному вхідному сигналі маємо два прототипи. Для квадратичної модуляції буде чотири прототипи. Далі визначається різниця:

$$z(T) = z_1(T) - z_2(T) \quad (2.13)$$

Рішення приймається за співвідношенням $\gamma = \frac{a_1 + a_2}{2}$.

Для біполярних сигналів $\gamma = 0$. Якщо $z(T)$ додатне, то вважається, що переданий сигнал $s_1(T)$. Якщо $z(T)$ від'ємне, то вважається, що переданий сигнал $s_2(T)$. Відношення сигнал/шум на виході:

$$\left(\frac{S}{N} \right) = \frac{2E_d}{N_0}, \quad (2.14)$$

де N_0 - спектральна густина потужності шуму.

$$E_d = \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt - \text{енергія різницевого сигналу на виході фільтра.}$$

Імовірність появи помилкового біта визначається виразом:

$$P_{\hat{A}} = Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \quad (2.15)$$

Розглянемо когерентне приймання сигналів з фазовою маніпуляцією. Сигнал з модуляцією MPSK має наступну математичну модель:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[\omega_0 t - \frac{2\pi i}{M} \right], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M},$$

где E - енергія сигналу за час передачі символу T . Для представлення сигналів $s_i(t)$ зручно використовувати наступний ортонормований базис:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t; \quad \psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t.$$

Запишемо сигнал $s_i(t)$ в обраному базисі:

$$s_i(t) = a_{i1} \psi_1(t) + a_{i2} \psi_2(t) = \sqrt{E} \cos \left(\frac{2\pi i}{M} \right) \psi_1(t) + \sqrt{E} \sin \left(\frac{2\pi i}{M} \right) \psi_2(t).$$

Структура демодулятора сигналів MPSK представлена на рис. 2.17.

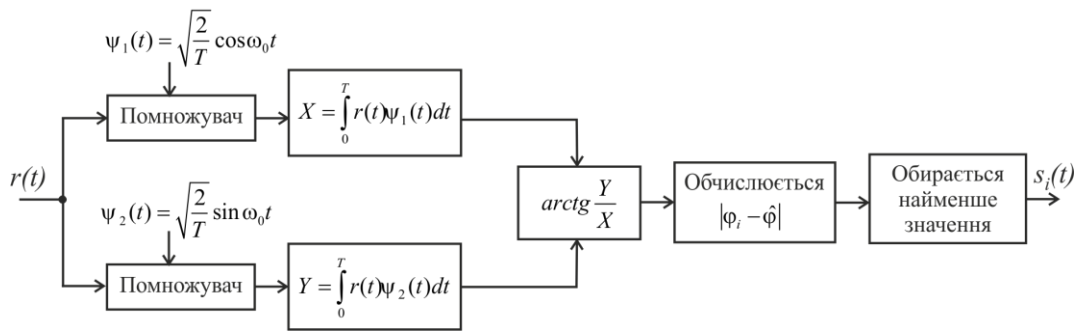


Рисунок 2.17 – Структурна схема демодулятора MPSK

Корелятори визначають функції $X = \int_0^T r(t)\psi_1(t)dt$ і $Y = \int_0^T r(t)\psi_2(t)dt$ (де $r(t) = s_i(t) + n(t)$ - сигнал на вході приймача, $n(t)$ - білий гаусів шум), відношення яких дає оцінку фази сигналу на вході приймача. Далі обирається значення фази, найближче до фази сигналу на виході передавача. Розглянута схема демодулятора є когерентною.

Висновки до другого розділу

1. В цифрових системах зв'язку вихід демодулятора повинен стробуватися періодично, один раз на інтервалі символу (такту) для того, щоб відновити передану інформацію.
2. Метод максимальної правдоподібності полягає в отриманні значень параметрів моделі, що роблять дані більш близькими до реальних.
3. Фільтрація необхідна для вилучення небажаних високочастотних складових і формування імпульсу. Вирівнювання – це різновид фільтрації, що використовується для видалення всіх ефектів погіршення якості сигналу, причиною яких міг бути канал.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛІВ У MATLAB

3.1 Пропускна здатність системи зв'язку

Величиною яка характеризує ефективність цифрової системи зв'язку є пропускна здатність [біт/с]. Пропускна здатність - це кількість інформації, яку можна передати в системі зв'язку в одиницю часу. Верхня межа пропускної здатності при заданому відношенні сигнал/шум і доступній смузі частот задається теоремою Шеннона [6]:

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

де C – пропускна здатність (біт/с); W – доступна ширина смуги пропускання системи (Гц), S – середня потужність прийнятого сигналу, N – середня потужність шуму. Врахуємо, що середня потужність шуму залежить від ширини смуги: $N = N_0 W$, де N_0 – спектральна густина потужності шуму. При дослідженні системи зв'язку будемо користуватись не відношенням сигнал до шуму, а величиною E_b/N_0 – відношення енергії біта до густини потужності шуму, оскільки отримані при цьому співвідношення містять мінімальну кількість вторинних величин. З'ясуємо наступне: енергія біту – енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, яку представимо як добуток потужності передавача на тривалість біта. Перетворимо співвідношення (1) до еквівалентного вигляду:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} (2^{C/W} - 1)$$

та встановимо залежність C/W відношення пропускної здатності до доступної смуги від енергетичної характеристики системи – E_b/N_0 . Встановлюємо чим більше E_b/N_0 , тим більше інформації можна передати в одній і тій же смузі. Чим менше E_b/N_0 , тим більша смуга потрібна для передачі однакової кількості інформації в одиницю часу.

Передавач цифрової системи зв'язку з модуляцією 4-QAM при передачі по каналу зв'язку з відношенням сигнал-шум 40 dB.

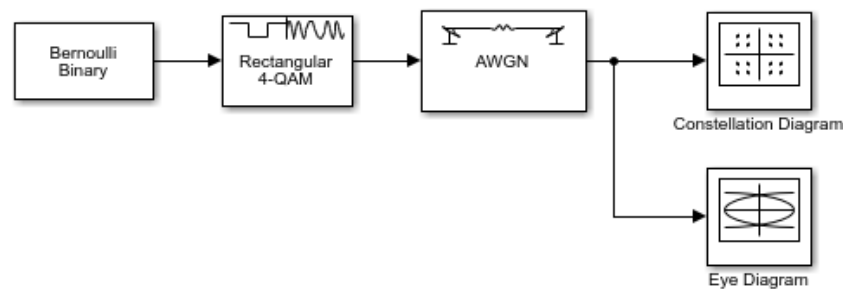


Рисунок 3.1 – Передавач з модуляцією 4-QAM

Сигнальне сузір'я (Constellation diagram) - відображення значень комплексної амплітуди модульованих радіосигналів на комплексній площині.

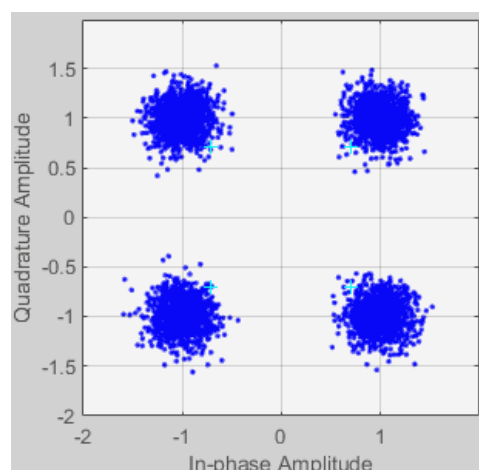


Рисунок 3.2 – Сигнальне сузір'я до моделі рис. 3.1

Значення комплексної амплітуди радіосигналу представляються у вигляді точок на двомірній діаграмі на комплексній площині. На діаграмі показані всі значення, які можуть бути обрані даною схемою маніпуляції. Сигнальні сузір'я, отримані в результаті вимірювання комплексної амплітуди радіосигналу, можуть використовуватися для визначення типу маніпуляції, роду інтерференції і рівня спотворень.

Око-діаграма (eye diagram) - це поширений індикатор якості сигналів в високошвидкісних цифрових системах передачі. Осцилограф формує око-діаграму, накладаючи розгортки різних сегментів довгого потоку даних, керовані головним джерелом синхронізації. Фронт запуску може бути позитивним або негативним, але відображається імпульс, який з'являється після періоду затримки, може йти в будь-якому напрямку; немає способів заздалегідь дізнатися значення довільного біта. Отже, коли накладено багато таких переходів, позитивні і негативні імпульси накладаються один на одний. Накладання багатьох бітів дає око-діаграму.

В ідеальному випадку око-діаграми мають вигляд прямокутника. У реальності канали зв'язку не ідеальні, тому переходи не вирівняні один з одним, і в результаті виходить малюнок у формі ока. Форма око-діаграми на осцилографі буде залежати від різних типів сигналів запуску, таких як сигнал запуску з тактовою частотою потоку, сигнал запуску з поділеною тактовою частотою потоку, запуск по кодовій комбінації.

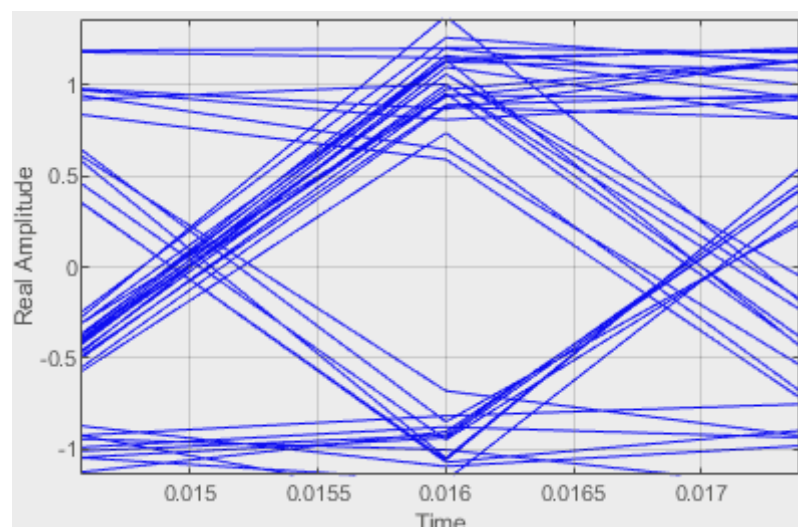


Рисунок 3.3 – Око діаграма до моделі рис. 3.1

3.2 Зміщення фази і частоти у каналі зв'язку

Розглянемо Simulink модель передавача з модуляцією 4-QAM та зміщенням частоти і фази в каналі зв'язку, що зображена на рис. 3.4.

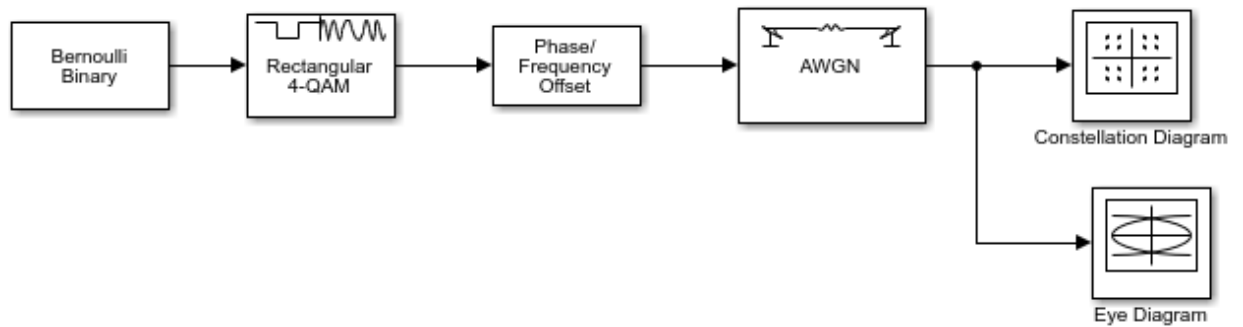


Рисунок 3.4 – Передавач з модуляцією 4-QAM та зміщенням частоти і фази в каналі зв'язку

Задамо наявність зміщення фази $\text{Phase Offset}=10^\circ$. Сигнальне сузір'я (Constellation Diagram) зображено на рис. 3.5.

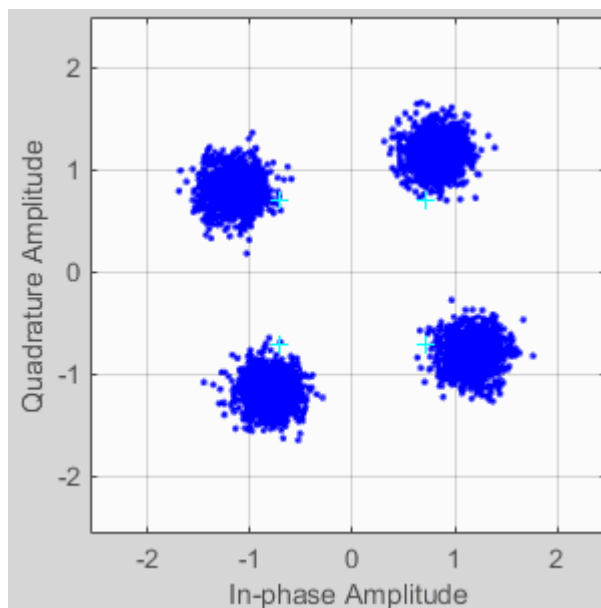


Рисунок 3.5 – Сигнальне сузір'я до моделі рис. 3.4

Око діаграма сигналу приведена на рис. 3.6.

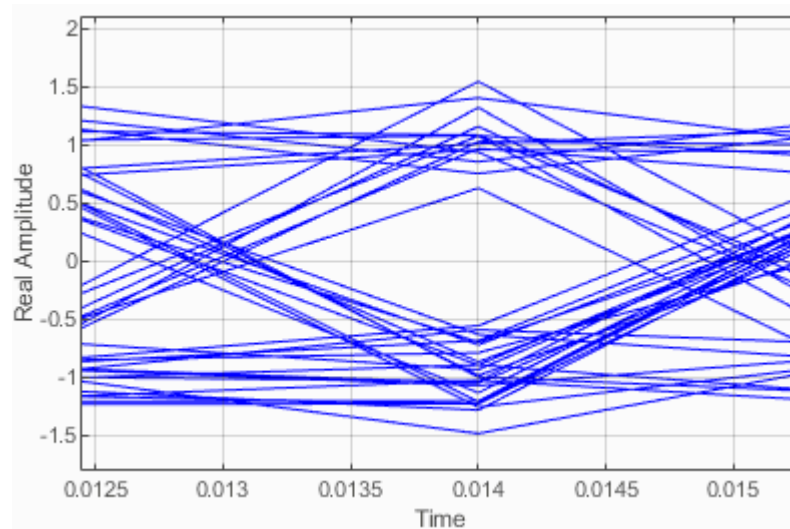


Рисунок 3.6 – Око діаграма до моделі рис. 3.4

Наявність зсуву частоти $\text{Frequency Offset}=0,0001$ викликає обертання сузір'я проти годинникової стрілки.

Constellation Diagram приведена на рис. 3.7.

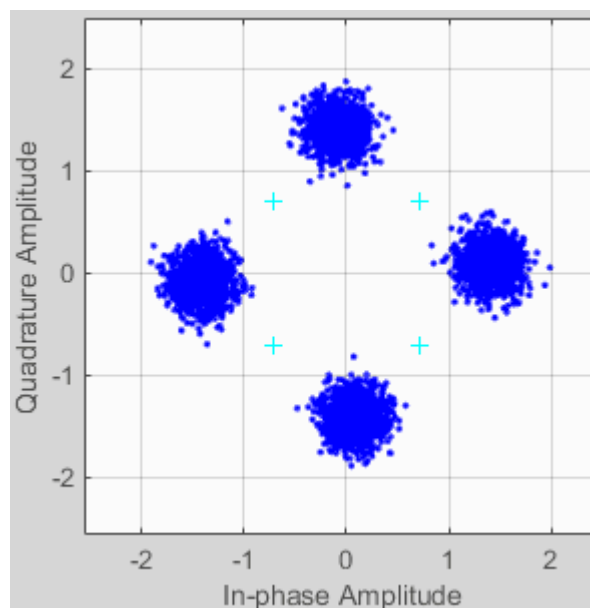


Рисунок 3.7 – Сигнальне сузір'я до моделі рис. 3.4

Око діаграма сигналу приведена на рис. 3.8.

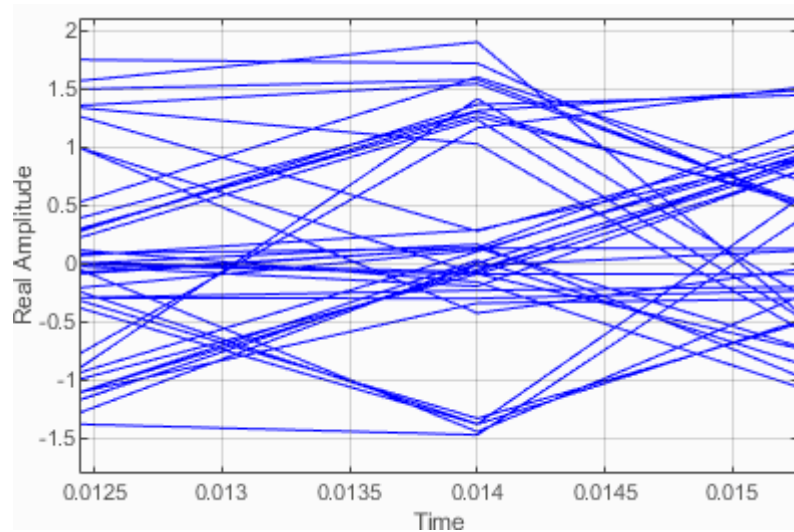


Рисунок 3.8 – Око діаграма до моделі рис. 3.4

Simulink модель системи зв'язку з додаванням фазового шуму приведена на рис. 3.9.

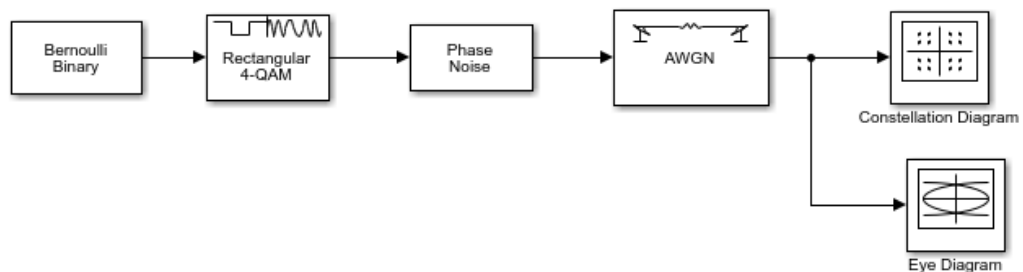


Рисунок 3.9 – Передавач з модуляцією 4-QAM і наявністю фазового шуму в каналі зв'язку

Параметри фазового шуму приведені на рис. 3.10

Phase Noise

Add receiver phase noise to complex baseband signal.

The phase noise is filtered according to the specified spectral mask. For a scalar frequency offset specification, the spectrum has a $1/f$ characteristic that passes through the specified point. For a vector frequency offset specification, the spectrum mask is interpolated across $\log_{10}(\text{frequency})$, and is flat from the highest frequency offset to half the sample rate.

[Source code](#)

Phase noise level (dBc/Hz):	<input type="text" value="[-60, -80]"/>	⋮
Frequency offset (Hz):	<input type="text" value="[20, 200]"/>	⋮
Sample rate (Hz):	<input type="text" value="1024"/>	⋮
Initial seed:	<input type="text" value="2137"/>	⋮

Рисунок 3.10 – Параметри фазового шуму

Constellation Diagram приведена на рис. 3.11.

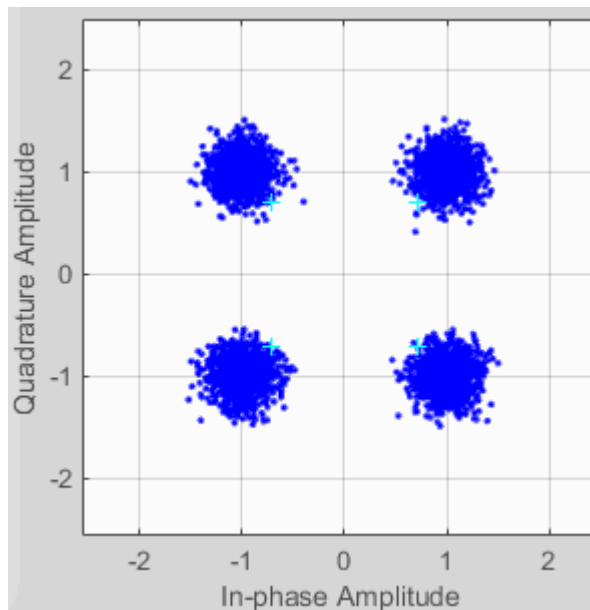


Рисунок 3.11 – Сигнальне сузір'я до моделі рис. 3.9

Око діаграма приведена на рис. 3.12.

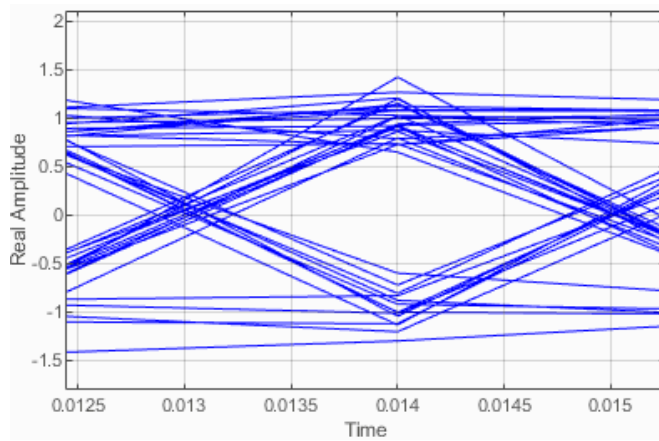


Рисунок 3.12 – Око діаграма до моделі рис. 3.9

3.3 Спотворення сигнального сузір'я в каналі зв'язку

Ефекти зміни параметрів блоку проілюстровані наступними діаграмами розкиду сигналу, модульованого 16-мірною квадратурною амплітудною модуляцією (QAM) з середньою потужністю не більше 0,01 Вт.

На рис. 3.13 показаний графік розкиду вихідного сигналу, модульованого 16QAM, від блоку з амплітудним дисбалансом I/Q (дБ), встановленим на 8, і всіма іншими параметрами, встановленими на 0:

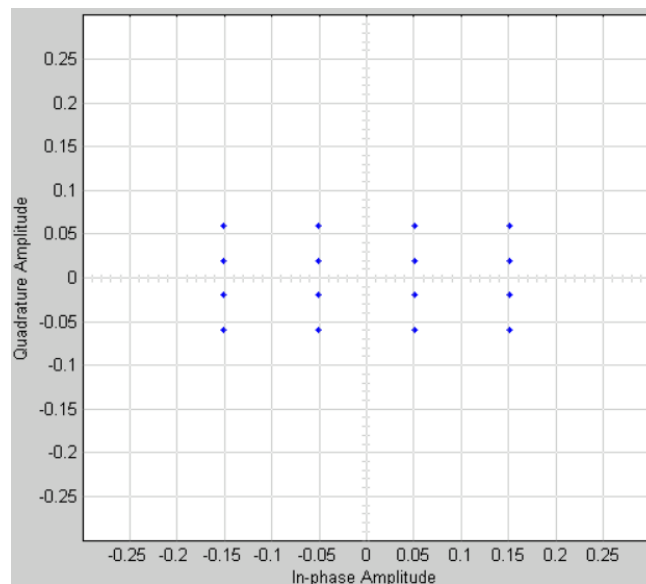


Рисунок 3.13 – Сузір'я модуляції 16QAM з амплітудним дисбалансом

Діаграма розсіювання розтягнута по горизонталі і стискається по вертикалі в порівнянні з неспотвореним сузір'ям. Якщо встановити IQ-фазовий дисбаланс на 30° , а всі інші параметри на 0, діаграма розкиду буде зсунута за годинниковою стрілкою на 30° , як показано на рис. 3.14.

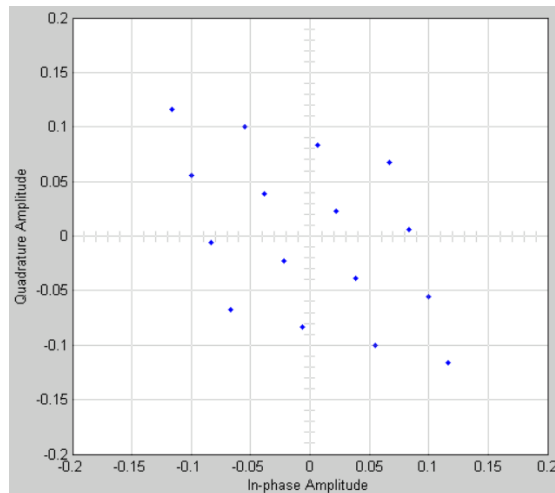


Рисунок 3.14 – Сузір'я модуляції 16QAM з фазовим дисбалансом

Установка зміщення I_{DC} на 0,02 і зміщення Q_{DC} , що зсуває сузір'я на 0,02 вправо і 0,04 вгору, як показано на рис. 3.15:

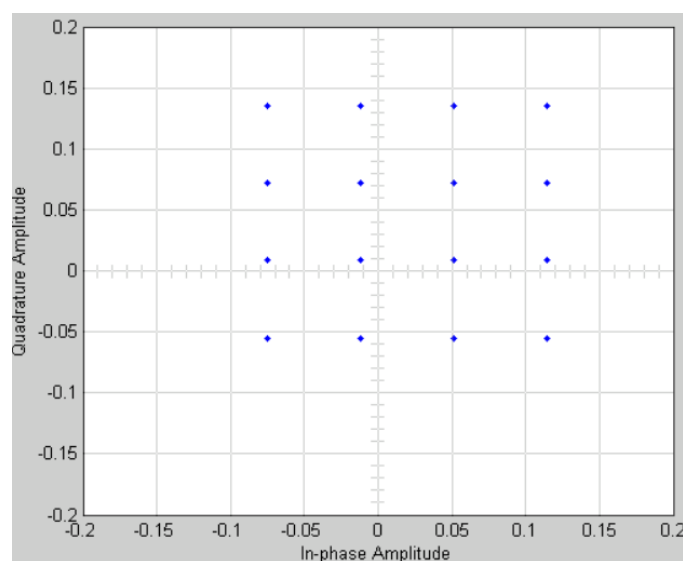


Рисунок 3.15 – Сузір'я модуляції 16QAM з зміщенням I_{DC} і Q_{DC}

3.4 Радіочастотні спотворення сигналів

Розглянемо діаграми сузір'я, які ілюструють, як блоки в бібліотеці RF Impairments спотворюють сигнал з модуляцією 16QAM. Simulink надає можливість створювати діаграми розсіювання з моделями для блоку нелінійності без пам'яті, що приведено на рис. 3.16.

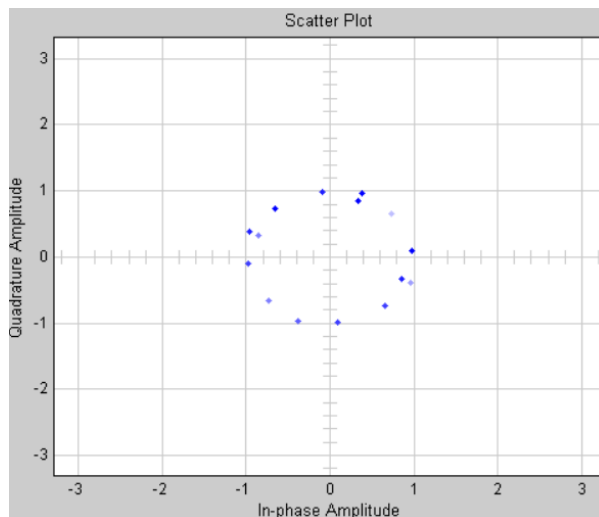


Рисунок 3.16 – Діаграма сузір'я з блоком нелінійності без пам'яті

Модель використовує блок Rectangular QAM Modulator Baseband з AM в підбібліотеках Digital Baseband Modulation бібліотеки Modulation. Є можливість керувати потужністю вихідного сигналу блоку за допомогою параметра методу нормалізації.

3.5 Дисбаланс синфазних і квадратурних складових сигналу

Передавач цифрової системи зв'язку з модуляцією 4-QAM при передачі по каналу зв'язку з відношенням сигнал-шум 40 dB і наявністю I/Q Imbalance

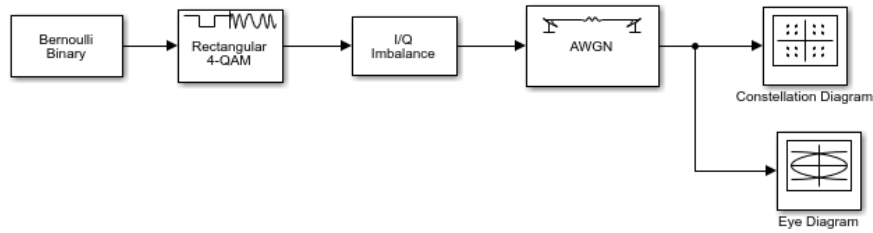


Рисунок 3.17 – Передавач з модуляцією 4-QAM і наявністю дисбалансу квадратурних складових сигналу

Метод безпосередньої модуляції з використанням комплексних сигналів все частіше застосовується при реалізації сигнальних трактів передавачів в базових станціях систем стільникового зв'язку, системах WiMAX, бездротових системах, тощо. Даний метод полягає в безпосередній модуляції високочастотної несучої квадратурними (IQ) сигналами з виходу цифро-аналогового перетворювача (архітектура прямого перетворення), що позбавляє від необхідності в проміжному каскаді ПЧ і супутніх схемах фільтрації. Діаграма сузір'я сигналу при наявності I/Q amplitude Imbalance рівним 10 dB приведена на рис. 3.18.

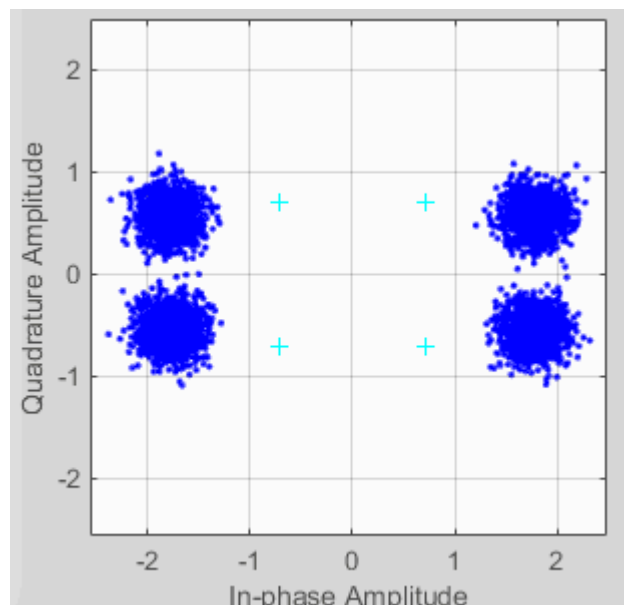


Рисунок 3.18 – Сигнальне сузір'я до моделі рис. 3.17

Через неідеальність компонентів аналогової частини системи зв'язку з'являється дисбаланс синфазної і квадратурної складових сигналу.

Передбачається, що в цифровій області квадратурні сигнали ідеально узгоджені. Таким чином, обговорювані джерела неузгодженості мають місце тільки в аналоговій частині сигнального тракту.

Око діаграма приведена на рис. 3.19.

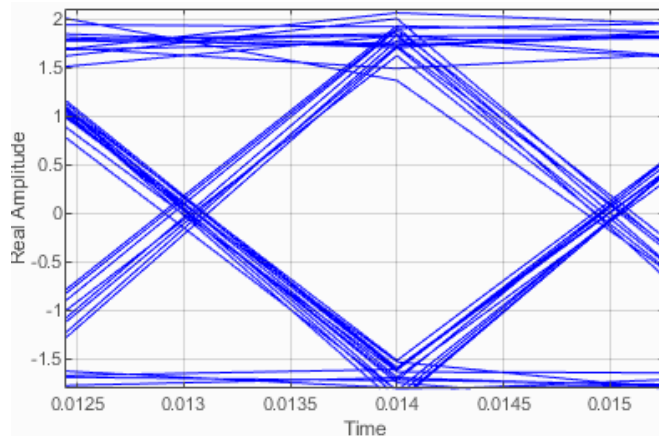


Рисунок 3.19 – Око діаграма до моделі рис. 3.13

Сигнальне сузір'я при наявності I/Q phase Imbalance 10° приведено на рис. 3.20.

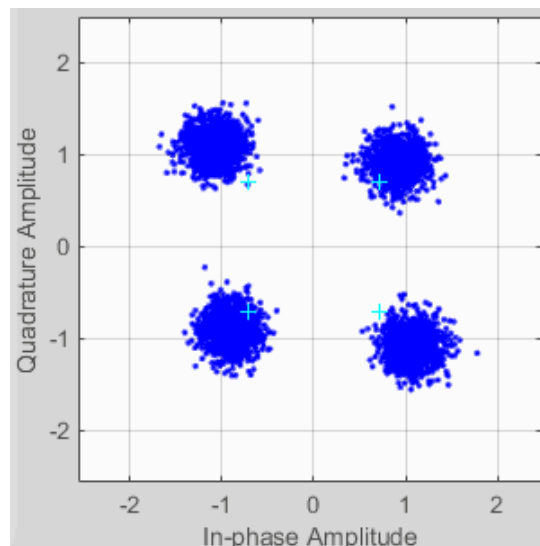


Рисунок 3.20 – Сигнальне сузір'я до моделі рис. 3.13

Око діаграма приведена на рис. 3.21.

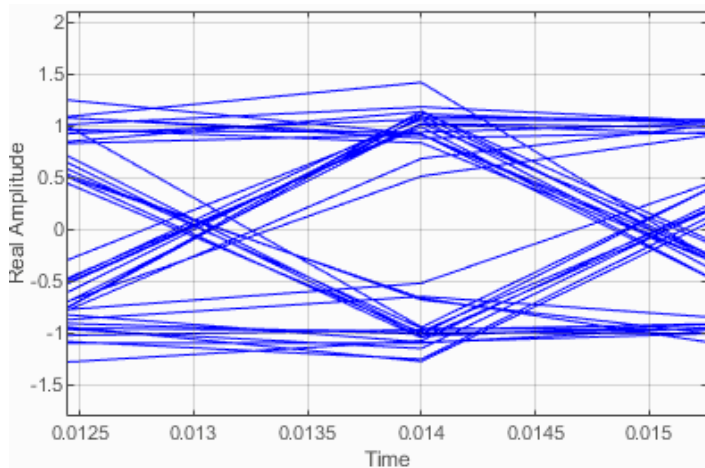


Рисунок 3.21 – Око діаграма до моделі рис. 3.13

Недостатнє придушення дзеркального каналу викликає погіршення модуля вектора помилки (Error Vector Magnitude, EVM) в приймачі, що, призводить до підвищення частоти появи помилкових бітів (BER).

Створення складної моделі основної смуги частот спотворень сигналу, викликаних дисбалансом між синфазними і квадратурними компонентами приймача. Блок I/Q Imbalance створює складну модель основної смуги спотворень сигналу, викликаних дисбалансом між синфазними і квадратурними компонентами приймача. Це може бути викликано відмінностями у фізичних каналах для двох компонентів сигналу.

Блок I/Q Imbalance застосовує амплітудні і фазові дисбаланси до синфазних і квадратурних компонентів вхідного сигналу, а потім об'єднує результати в комплексний сигнал. Блок виконує наступні операції.

1. Розділяє сигнал на синфазну і квадратурну складові.
2. Застосовує амплітудний і фазовий дисбаланси, задані параметрами I/Q амплітудного дисбалансу (дБ) і I/Q фазового дисбалансу (градуси), відповідно, до обох компонентів.
3. Об'єднує синфазну і квадратурну складові в комплексний сигнал.

4. Застосовує до сигналу синфазне зміщення постійного струму, заданий параметром зсуву постійного струму I, і квадратурного зміщення, вказане параметром зсуву Q постійного струму.

Блок виконує ці операції в підсистемі, показаної на діаграмі рис. 3.22.

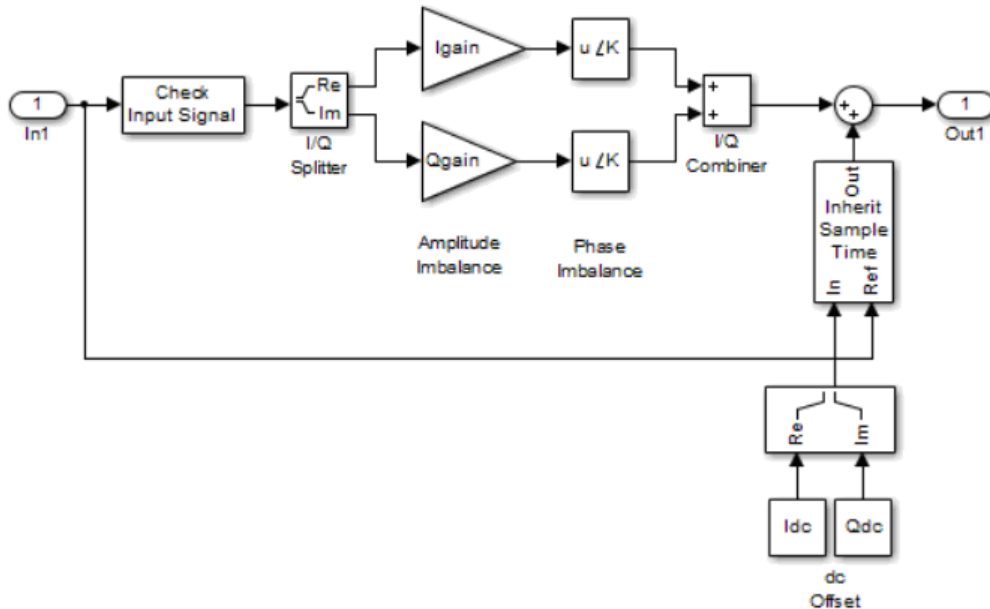


Рисунок 3.22 – Simulink-модель блоку I/Q Imbalance

I_a - дисбаланс амплітуди

I_p - дисбаланс фази

I_{DC} - синфазне постійне зміщення

Q_{DC} - квадратурне постійне зміщення

Також нехай $x = x_r + jx_i$ буде комплексним входом в блок, де x_r і x_i є дійсною і уявною складовими x відповідно. Нехай y буде комплексним виходом блоку. Тоді для I/Q дисбалансу амплітуд (ДА) I_a :

$$y_{DA} = (10^{\frac{0,5I_a}{20}}) + j(10^{\frac{0,5I_a}{20}})x_i$$

Для I/Q дисбалансу фаз (ДФ) I_p :

$$y_{ДФ} = \left(e^{-\frac{j\pi 0,5I_p}{180}} \right) y_{рДА} + j \left(e^{j\frac{\pi}{2} + \frac{0,5\pi I_p}{180}} \right) y_{іДА}$$

Для постійного зміщення I_{DC} і Q_{DC} :

$$y = (y_{рДФ} + I_{DC}) + j(y_{іДФ} + Q_{DC})$$

Значення параметра дисбалансу амплітуди I/Q (дБ) ділиться між синфазною і квадратурною складовими, так що блок застосовує підсилення $+X/2$ дБ до синфазної складової і підсилення $-X/2$ дБ щодо квадратурної складової, де X може бути позитивним або негативним.

Згенеруємо наступну діаграму розсіювання системи зв'язку з модуляцією 16QAM і блоком I/Q Imbalance. Встановимо параметр дисбалансу амплітуди I/Q блоку (дБ) на 10, і параметр дисбалансу фази I/Q на 30 градусів, як показано на рис. 3.23.

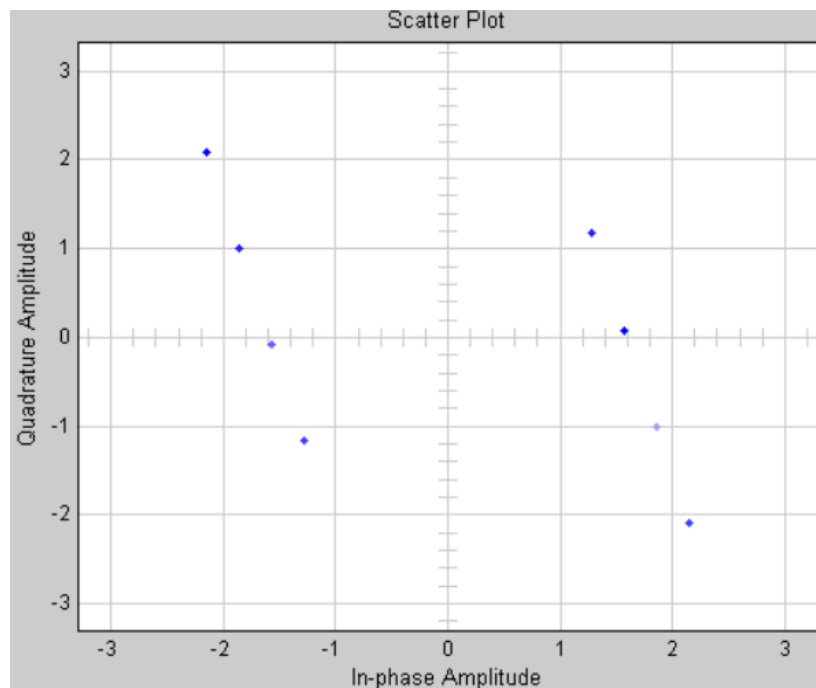


Рисунок 3.23 – Діаграма сузір'я 16QAM з дисбалансом амплітуди 10 дБ, і дисбалансом фази 30°

Розглянемо застосування блоку зміщення фази або частоти. Згенеруємо наступну діаграму розсіювання, замінивши блок нелінійності без пам'яті в моделі 16QAM на блок Phase/Frequency Offset. Встановимо параметр Frequency offset (Hz) блоку на 0, а Phase offset на 70 градусів (рис. 3.24).

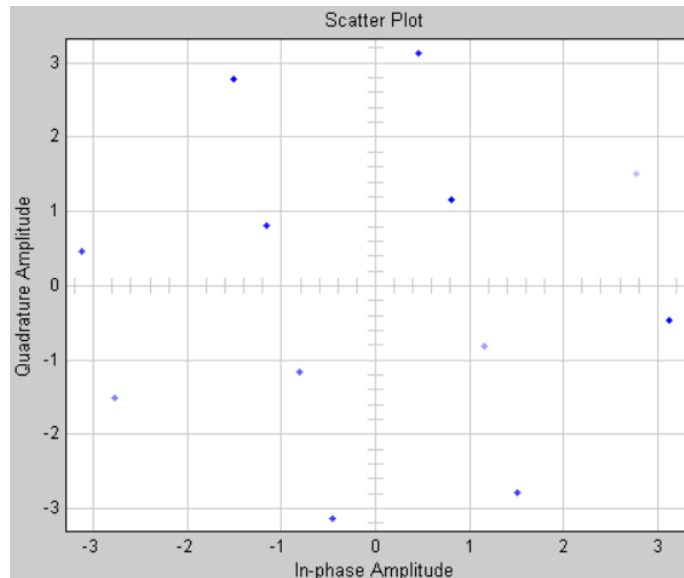


Рисунок 3.24 – Діаграма сузір'я 16QAM з параметром Phase offset 70°

Параметр зміщення частоти (Гц) додає константу до фази сигналу. Діаграма розсіювання відповідає стандартному сузір'ю, поверненому на фіксований кут 70 градусів.

Параметр зміщення частоти (Гц) визначає швидкість зміни фази сигналу. У цьому прикладі зміщення частоти (Гц) встановлено на 0, тому діаграма розсіювання завжди потрапляє в сітку, показану на попередньому рисунку. Якщо встановити для параметра Зміщення частоти (Гц) позитивне число, то точки на діаграмі розсіювання потраплять на обертову сітку, що відповідає стандартному сузір'ю, яке обертається з постійною швидкістю проти годинникової стрілки.

Розглянемо застосування блоку додавання фазового шуму. Згенеруємо наступну діаграму розсіювання, замінивши блок нелінійності без пам'яті в

моделі 16QAM на блок Phase Noise. Встановимо для параметра Рівень фазового шуму (дбн/Гц) значення -60, а для параметра Зміщення частоти (Гц) значення 100. Діаграма сузір'я модуляції 16QAM приведена на рис. 3.25.

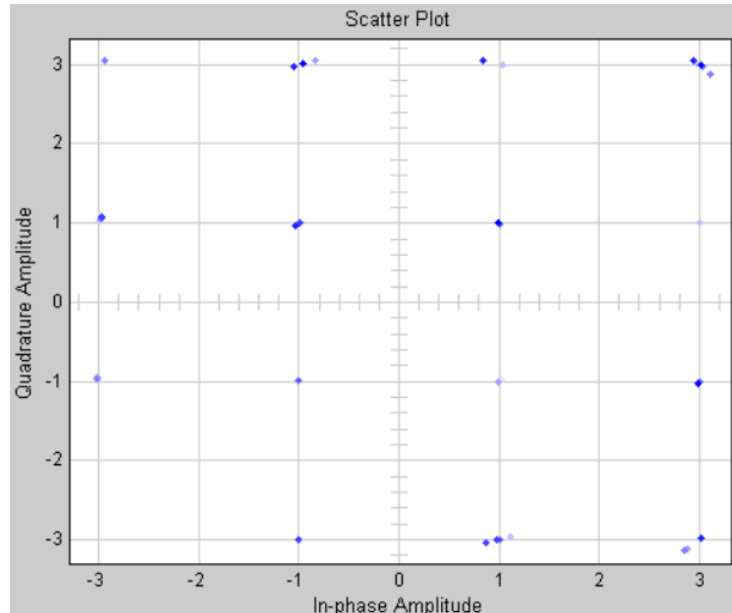


Рисунок 3.25 – Діаграма сузір'я 16QAM з рівнем фазового шуму -60 дбн/Гц і зміщенням частоти 100 Гц

Фазовий шум додає випадкову помилку до фази сигналу, так що точки на діаграмі розсіювання розкидані радіально навколо точок сузір'я.

Бібліотека RF Impairments у simulink містить два блоки, які імітують зміщення фази і частоти і фазовий шум:

- блок Phase/Frequency Offset, що застосовує зміщення фази і частоти до сигналу;
- блок Phase Noise застосовує фазовий шум до сигналу.

Блок Phase / Frequency Offset і блок Phase Noise змінюють тільки фазу і частоту сигналу.

Розглянемо тепловий шум приймача і втрати на вільному шляху.

Бібліотека радіочастотних спотворень містить два блоки, які імітують погіршення сигналу через наявність теплового шуму і ослаблення сигналу через відстані від передавача до приймача:

- блок Receiver Thermal Noise імітує вплив теплового шуму на складний сигнал основної смуги частот;
- блок Free Space Path Loss моделює втрату потужності сигналу через відстані від передавача і частоти сигналу.

Розглянемо застосування блоку Нелінійність і I/Q дисбаланс. Наступні два блоки моделюють погіршення сигналу через нелінійність пристроїв або дисбаланс між синфазними і квадратурними компонентами сигналу:

- блок нелінійності без пам'яті моделює спотворення АМ-до-АМ і АМ-до-РМ в нелінійних підсилювачах;
- блок I/Q Imbalance моделює дисбаланс між синфазними і квадратурними компонентами сигналу, спричинений різницею в фізичних каналах, які несуть окремі компоненти.

Ці блоки спотворюють фазу і амплітуду сигналу.

Застосуємо нелінійне спотворення до вхідного сигналу. Блок Memoryless Nonlinearity додає нелінійне спотворення вхідного сигналу. Це спотворення моделює перетворення АМ-АМ і АМ-РМ в нелінійних підсилювачах. Блок надає декілька методів, які можна вказати параметром Method, для моделювання нелінійних характеристик підсилювачів:

- кубічний многочлен;
- гіперболічний тангенс;
- модель Салеха;
- модель Горбані;
- модель Раппа.

Розглянемо перегляд впливу фазового шуму на спектр сигналу.

Модель, зображена на рис. 3.26 демонструє вплив спектрального та фазового шуму на синусоїдальну хвилю частотою 100 кГц.

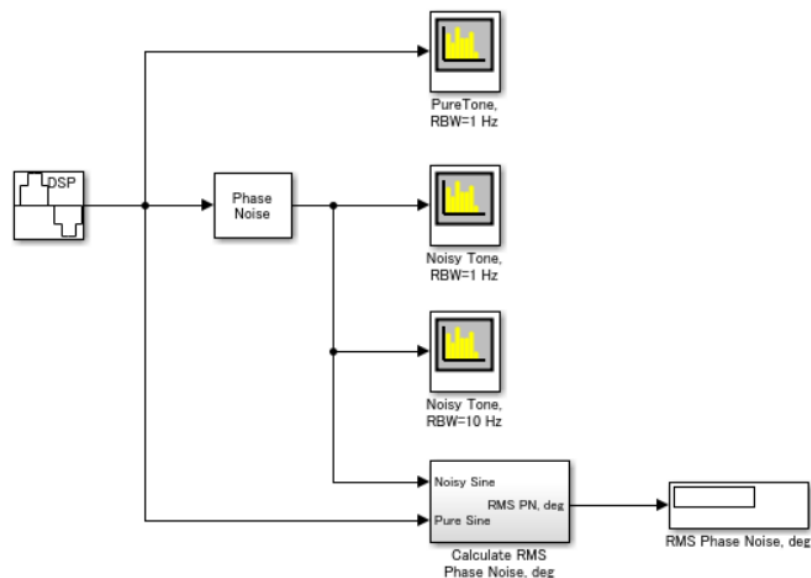


Рисунок 3.26 – Модель дослідження впливу спектрального та фазового шуму на частоті 100 кГц

Блок Sine Wave генерує частоту 100 кГц.

Блок Phase Noise додає фазовий шум:

-85 дБн / Гц при зсуві частоти $1e3$ Гц;

-118 дБн / Гц при зсуві частоти $9,5e3$ Гц;

-125 дБн / Гц при зсуві частоти $19,5e3$ Гц;

-145 дБн / Гц при зсуві частоти $195e3$ Гц.

Для аналізу спектра і фазового шуму модель включає три блоки Spectrum Analyzer. Блоки Spectrum Analyzer використовують налаштування вікна Hanning за замовчуванням, одиниці встановлені на дБвт/Гц, а кількість середніх спектральних значень встановлено на 10.

Крім того, модель включає блоки, які обчислюють і відображають середньоквадратичний фазовий шум. Підсистема, яка обчислює середньоквадратичний фазовий шум, знаходить фазову помилку між чистими і зашумленими синусоїдальними хвилями, а потім обчислює середньоквадратичний фазовий шум в градусах. Як правило, для точного визначення фазової помилки чистий сигнал повинен бути синхронізований у часі з зашумленим сигналом. Чим більше шуму у каналі зв'язку, тим вище

амплітуда бічних пелюсток. У міру додавання більшої кількості фазового шуму сигнал 100 Гц стає менш виразним, а вимірний середньоквадратичний фазовий шум збільшується.

Висновки до третього розділу

1. Наявність зсуву фази у каналі зв'язку приводить до повороту сигнального сузір'я, наявність зсуву частоти – до обертання сигнального сузір'я цифрової модуляції проти годинникової стрілки.

2. Через неідеальність компонентів аналогової частини системи зв'язку з'являється дисбаланс синфазної і квадратурної складових сигналу з цифровою модуляцією. В цифровій області квадратурні сигнали узгоджені.

3. Недостатнє придушення дзеркального каналу викликає погіршення модуля вектора помилки (Error Vector Magnitude, EVM) в приймачі, що, призводить до підвищення частоти появи помилкових бітів (BER).

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ЗМІН УМОВ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ СИГНАЛУ

4.1 Канал зв'язку

Передача інформаційного сигналу каналом зв'язку супроводжується додаванням адитивного білого гаусового шуму, дією промислових завад, атмосферних завад, тощо. Крім того, сигнал може мати додаткове зміщення частоти і фази, що обумовлене рухом приймача відносно передавача. Стаття присвячена дослідженню впливу перерахованих явищ на залежності кількості помилок у каналі зв'язку від відношення сигнал-шум. Також досліджуються можливості зменшення впливу умов розповсюдження сигналу в каналі зв'язку використанням символної синхронізації, що побудована на основі кола фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ). Досліджені детектори помилки синхронізації раннього-пізнього часу і Гарднера. Детектор помилки синхронізації раннього-пізнього часу на 1,5 дБ ефективніше детектора Гарднера при малих відношеннях сигнал-шум і має простішу схему реалізації. Проведено дослідження енергетичної ефективності когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази у середовищі розповсюдження. Збільшення зміщення фази від 0 до 40° зменшує енергетичну ефективність на 3 дБ при малих відношеннях сигнал-шум. Енергетична ефективність не когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при виникненні фазового зміщення 30° у середовищі розповсюдження зменшується на 10 дБ. Додавання кола символної синхронізації компенсує цей поворот сигнального сузір'я. Збільшення фазового зміщення у середовищі розповсюдження до 45° для когерентної системи зв'язку приводить до зменшення енергетичної ефективності на 2 дБ. Наявність зміщення частоти суттєво впливає на енергетичну ефективність системи зв'язку. Енергетична

ефективність цифрової системи зв'язку зменшується на 10 дБ при виникненні зміщення частоти 0,1 Гц і відсутності символної синхронізації. Коло символної синхронізації збільшує енергетичну ефективність на 7 дБ при наявності частотного зміщення 0,1 Гц. При збільшенні величини частотного зміщення енергетична ефективність когерентного зв'язку збільшується. При введенні зміщення частоти у 2 Гц відбувається підвищення ефективності когерентного цифрового зв'язку на 24 дБ.

У сучасних системах передачі інформації необхідно забезпечити тактову синхронізацію передавача і приймача. При цьому використання незалежних задаючих генераторів призводить до різниці частот дискретизації сигналів передавача і приймача. Приймач повинен знати, де починається і де закінчується кожний символ. Ця інформація необхідна, щоб знати відповідний інтервал інтегрування для прийняття рішення про значення символу [1]. Символьна синхронізація передбачає генерацію в приймачі частини переданого сигналу. Це прямокутні коливання, що синхронізовані зі швидкістю передачі символів.

Останнім часом при побудові цифрових систем зв'язку, все більше функцій, що традиційно виконуються аналоговими пристроями, реалізуються на базі цифрових сигнальних процесорів (ЦСП). В поєднанні з додаванням ЦСП межа між аналоговим і цифровим сегментами систем зв'язку, що розділені АЦП, невблаганно рухається до антени.

SDR включає аналогові компоненти: антени, попередні фільтри, комутатори, попередні підсилювачі і підсилювачі потужності, та цифрові компоненти: GPP (процесор загального застосування); DSP (цифровий сигнальний процесор); FPGA (програмована користувачем матрична БІС); ASIC (спеціалізована інтегральна схема). З цими уніфікованими обчислювальними і керуючими вузлами можна реалізувати велику кількість різноманітних функцій, наприклад, модуляцію, демодуляцію, фільтрацію, кодування. Схема ASIC не програмується, а спеціально розробляється для

кожного варіанту застосування. Для неї характерні низькі витрати на виробництво, невелика споживана потужність і висока продуктивність.

Матричні БІС (FPGA) незамінні в програмних радіопристроях, завдяки високій продуктивності і програмованості. Їх обчислювальна продуктивність набагато вище, ніж у DSP або GPP. Це обумовлено можливістю квазіпаралельної обробки даних. Схеми DSP і GPP здійснюють тільки послідовну обробку даних і в деяких випадках ітеративну. Основними перевагами DSP і GPP є їх програмованість і можливість перебудови конфігурації.

У загальному випадку при проектуванні системи зв'язку необхідно враховувати такі основні фактори, що впливають на сигнал при його поширенні в каналі зв'язку:

- вплив адитивного білого гаусового шуму (теплого шуму);
- частотне і фазове зміщення сигналу, що може бути викликане взаємним рухом антени передавача і приймача або неузгодженістю їх гетеродинів, викликане нестабільністю джерел опорної частоти;
- затримка сигналу в каналі зв'язку, що викликано розповсюдження від антени передавача до антени приймача і в фідерних системах;
- завмирання, викликані багатопроменевим поширенням сигналу від передавача до приймача, явищами рефракції в атмосфері і перевідбиваннями від різних об'єктів.

При моделюванні систем зв'язку на персональному комп'ютері особливу увагу необхідно приділити питанням затримки сигналу в каналі зв'язку. Оскільки моделювання на комп'ютері принципово може бути тільки дискретним в області часу, для проведення коректних досліджень систем синхронізації приймального пристрою необхідно створювати дробову затримку в каналі зв'язку.

4.2 Система зв'язку з QPSK модуляцією

Розглянемо математичну модель сигналу на вході приймача. Нехай передавач формує цифрову інформацію за допомогою m сигналів $s(t) = \{s_m(t)\}$, де m - кількість точок у сигнальному сузір'ї цифрової модуляції [1]. Для модуляції QPSK $m=4$.

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \pi/4); & s_2(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + 3\pi/4); \\ s_3(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + 5\pi/4); & s_4(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + 7\pi/4). \end{aligned}$$

Кожний сигнал передається на символному інтервалі T проміжком часу $0 \leq t \leq T$. Канал спотворює сигнал за допомогою адитивного білого гаусового шуму (АБГШ). Таким чином, сигнал на вході приймача на інтервалі $0 \leq t \leq T$ можна записати виразом [2]:

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

де $n(t)$ означає реалізацію АБГШ з двобічною спектральною густиною потужності $\Phi_m(f) = N_0/2$.

Положимо, що на вхід узгодженого фільтра, за яким розташований пристрій дискретизації, надходить сигнал $r(t)$. Сигнал на виході узгодженого фільтра можна представити за допомогою передаточної функції фільтра $H(f)$ і спектральної густини сигналу на вході $S(f)$:

$$s_{y\phi}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) S(f) e^{j2\pi ft} df$$

Дисперсія шуму на виході σ_0^2 визначається виразом:

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

Приймач складається з двох частин: демодулятор сигналу і детектор. Функція демодулятора складається у перетворенні сигналу $r(t)$ у вектор

$r = \{r_1, r_2, r_3, r_4\}$. Функція детектора полягає у вирішенні, який з можливих сигналів m був переданий. Розглянемо Simulink модель цифрової системи зв'язку з QPSK модуляцією, що представлена на рис. 4.1.

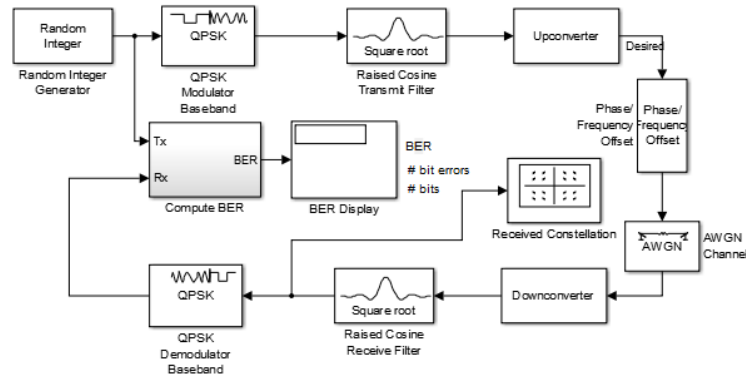


Рисунок 4.1 – Simulink модель цифрової системи зв'язку з QPSK модуляцією

Random Integer Generator є джерелом інформаційного цифрового сигналу. Далі, згідно моделі, відбувається низькочастотна QPSK модуляція, узгоджена фільтрація і перенесення спектра сигналу в область високих частот у блоці Upconverter. Блок Phase/Frequency Offset застосовує зміщення фази і частоти до комплексного високочастотного сигналу [3]. Якщо вхідним сигналом є $u(t)$, то вихідний сигнал:

$$y(t) = u(t) \cdot \left(\cos \left(2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi(t) \right) + j \sin \left(2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi(t) \right) \right),$$

де $f(t)$ - зміщення частоти; $\varphi(t)$ - зміщення фази.

На боці приймача виконується перенесення спектра сигналу в область нульових частот блоком Downconverter, узгоджена фільтрація і низькочастотна QPSK демодуляція.

Якщо зміщення фази встановити у 20° , то кожна точка в сузір'ї буде повернута на 20° проти годинникової стрілки. Коефіцієнт бітових помилок

дорівнює 0 при відношенні сигнал-шум 20 дБ. Сузір'я QPSK модуляції в цьому випадку зображено на рис. 4.2. Якщо для параметра «Зміщення частоти» встановлено значення 2 Гц, а зміщення фази = 0, то кути точок в сузір'ї змінюються лінійно з часом. Це призводить до радіального зміщення точок на діаграмі розсіювання, як показано на рис. 4.3.

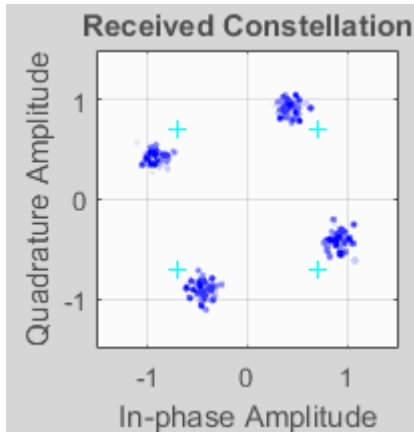


Рисунок 4.2 – Сузір'я QPSK модуляції, обумовлене зміщенням фази

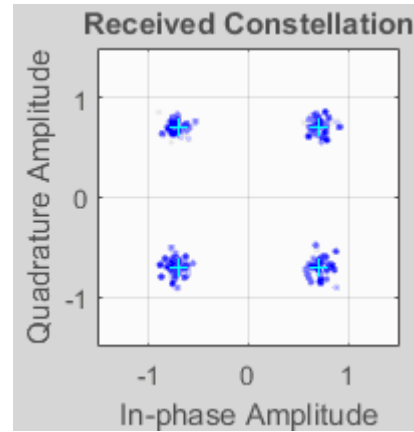


Рисунок 4.3 – Сузір'я QPSK модуляції, обумовлене зміщенням частоти

Відбувається обертання сузір'я з частотою 2 Гц проти годинникової стрілки. Коефіцієнт бітових помилок дорівнює 0,5 при відношенні сигнал-шум 20 дБ. При наявності кола символної синхронізації і введенні зміщення частоти у 2 Гц коефіцієнт бітових помилок стає 0,002. Це означає підвищення ефективності у 250 разів або на 24 дБ.

4.3 Дослідження методів відновлення синхронізації символів

У системах бездротового зв'язку когерентний приймач повинен знати точну синхронізацію символів для здійснення вірної демодуляції. Для оцінки ідеальної точки вибірки символу використовуються системи відновлення синхронізації символів. Розглянемо цифрову систему зв'язку з QPSK модуляцією. На боці передавача цифровий сигнал з QPSK модуляцією

перетворюється в аналоговий у блоці підвищуючого перетворювача частоти (up-conversion), Simulink модель якої зображена на рис. 4.4.

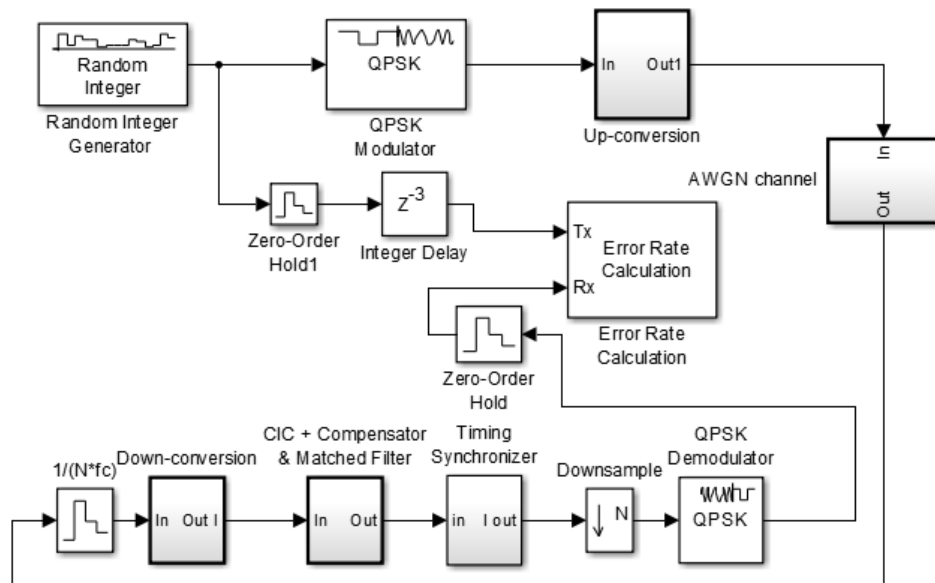


Рисунок 4.4 – Simulink модель когерентної цифрової системи зв'язку з QPSK модуляцією

Період дискретизації джерела повідомлення складає $T_{d1} = 2 \cdot 10^{-7}$ с. Частота носійної $f_n = 50$ МГц.

На боці приймача сигнал знов піддається дискретизації з частотою $f_{d2} = 200$ МГц. Далі відбувається перенесення спектра інформаційного сигналу на нульову проміжну частоту у блоці down-conversion, пониження частоти дискретизації і узгоджена фільтрація сигналу. Для підлаштування моментів вибірки на боці передавача і приймача та зменшення коефіцієнту бітових помилок, приймач містить коло символної синхронізації (timing synchronizer). Для визначення кількості бітових помилок використовується блок Error Rate Calculation, що порівнює біти передавача і демодульовані біти приймача.

Проводилось дослідження залежності кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для двох видів детектора помилки синхронізації з дробовою затримкою $0,1 \cdot 10^{-7}$ с у каналі передачі.

Simulink модель детектора помилки синхронізації раннього-пізнього часу приведена на рис. 4.5.

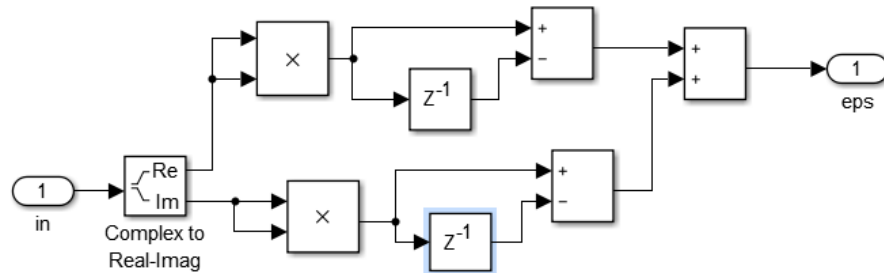


Рисунок 4.5 – Simulink модель детектора помилки синхронізації раннього-пізнього часу

Відновлення раннього і пізнього символів є одним з найпростіших методів і широко використовується в цифрових комунікаціях. Алгоритм цього методу бере три вибірки, рознесені по тривалості вибірки T_s , кожна з яких знаходиться в межах поточного символу тривалості T . Рання і пізня вибірки вибираються при $nT - T_s$ і $nT + T_s$ відповідно. Помилка синхронізації- це різниця між пізніми і ранніми вибірками. На основі помилки синхронізації між пізньою і ранньою вибірками час вибірки наступного символу збільшується або затримується для мінімізації помилки синхронізації. Обчислення помилки синхронізації для I або Q -шини розраховується наступним чином:

$$e = \{x[nT + T_s] - x[nT - T_s]\} x[nT].$$

Після розрахунку помилки, виконується алгоритм коригування синхронізації для I та Q -гілки:

Якщо $e = 0$, для наступного символу не потрібне коригування синхронізації.

Якщо $e > 0$, випередження по часу потрібно для наступного символу.

Якщо $e < 0$, затримка часу потрібна для наступного символу

Simulink модель детектора помилки синхронізації Гарднера приведена на рис. 4.6.

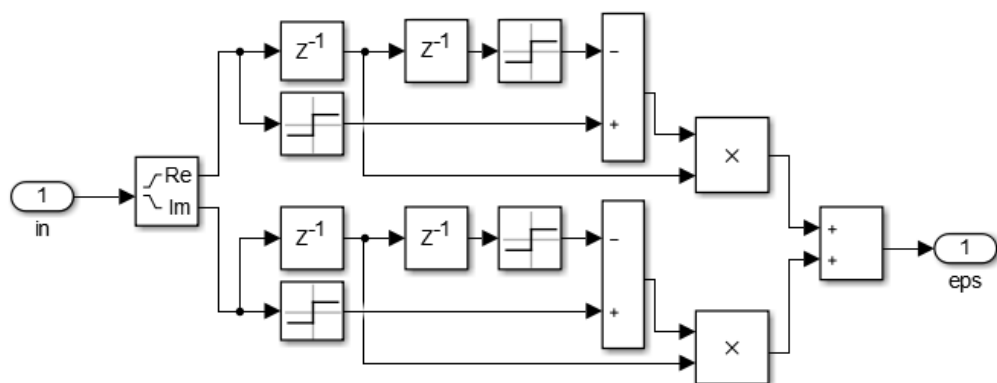


Рисунок 4.6 – Simulink модель детектора помилки синхронізації Гарднера

Алгоритм відновлення синхронізації Гарднера вимагає двох вибірок на символ і знання синхронізації попереднього символу, щоб оцінити помилку синхронізації для поточного символу, як показано на рис. 2. Обчислення помилки синхронізації для I або Q -шини відбувається наступним чином:

$$e = \{x[nT] - x[(n-1)T]\} x[nT - T/2],$$

де T - тривалість символу.

Після обчислення помилки синхронізації, алгоритм Гарднера виконується за алгоритмом:

Якщо $e = 0$, для наступного символу не потрібне коригування синхронізації.

Якщо $e < 0$, для наступного символу потрібно випередження по часу.

Якщо $e > 0$, затримка часу потрібна для наступного символу.

Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум детектора помилки синхронізації для когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK приведена на рис. 4.7.

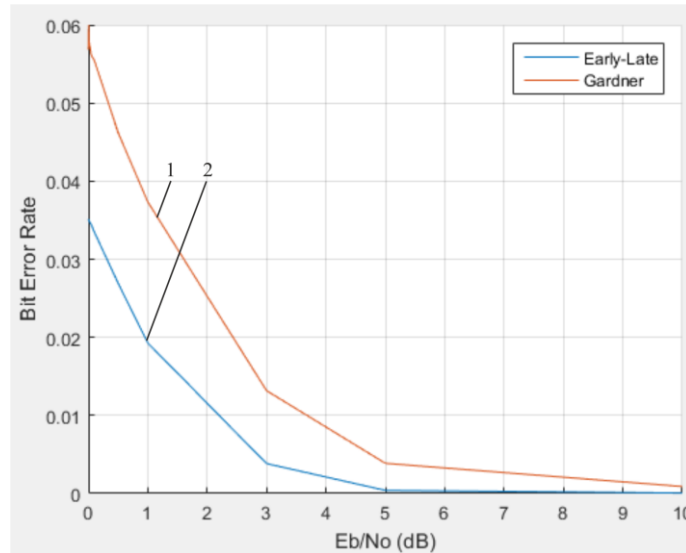


Рисунок 4.7 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум детектора помилки синхронізації для когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK (1 – детектор Гарднера; 2 – детектор раннього-пізнього часу)

Детектор помилки синхронізації раннього-пізнього часу на 1,5 дБ ефективніше детектора Гарднера при малих відношеннях сигнал-шум і має простішу схему реалізації.

4.4 Дослідження кола символної синхронізації

Simulink модель кола символної синхронізації приведена на рис. 4.8. Вона побудована за принципом кола фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ).

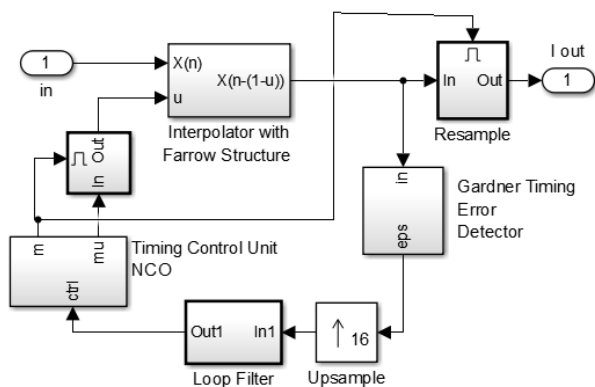


Рисунок 4.8 – Simulink модель кола символної синхронізації

Інтерполятор за структурою Фарроу потрібний для здійснення дробової затримки на інтервал менший періоду дискретизації для підлаштування точних моментів вибірки на боці приймача і передавача. Інтерполятор і детектор помилки синхронізації виконують роль фазового детектора класичної структурної схеми ФАПЧ, а блок контролю інтерполяції (Timing Control Unit) грає роль керованого генератора (прямого цифрового синтезатора частоти). Блок контролю інтерполяції надає інтерполятору індекс базової точки і дробовий інтервал, де індекс базової точки являє собою індекс вибірки, найближчий до інтерполяційного полінома.

Структурна схема кола фазового автопідлаштування частоти дискретного часу приведена на рис. 4.9.

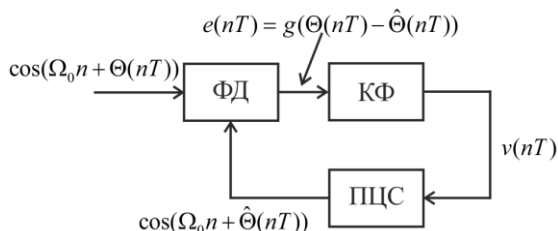


Рисунок 4.9 – Структурна схема кола фазового автопідлаштування частоти дискретного часу (ФД – фазовий детектор; КФ – контурний фільтр; ПЦС – прямий цифровий синтезатор частоти)

Вибірки синусоїди з частотою Ω і вибірки фази $\Theta(nT)$ формують вхід в ФАПЧ. Детектор фази з дискретним часом обчислює функцію різниці фаз між входом і виходом ПЦС. Ця різниця фаз є помилкою фази в дискретному часі. Помилка фази фільтрується контурним фільтром і вводиться в ПЦС. Сигнал на виході ПЦС задається виразом:

$$u_{DDS} = \cos(\Omega n + \hat{\Theta}(nT)),$$

$$\text{де } \hat{\Theta}(nT) = K_0 \sum_{k=-\infty}^{n-1} v(kT)$$

Часові діаграми сигналів на виходах кола символної синхронізації, Simulink модель якої приведена на рис. 4.8, що відповідають структурним блокам системи ФАПЧ (рис. 4.9), приведена на рис. 4.10.

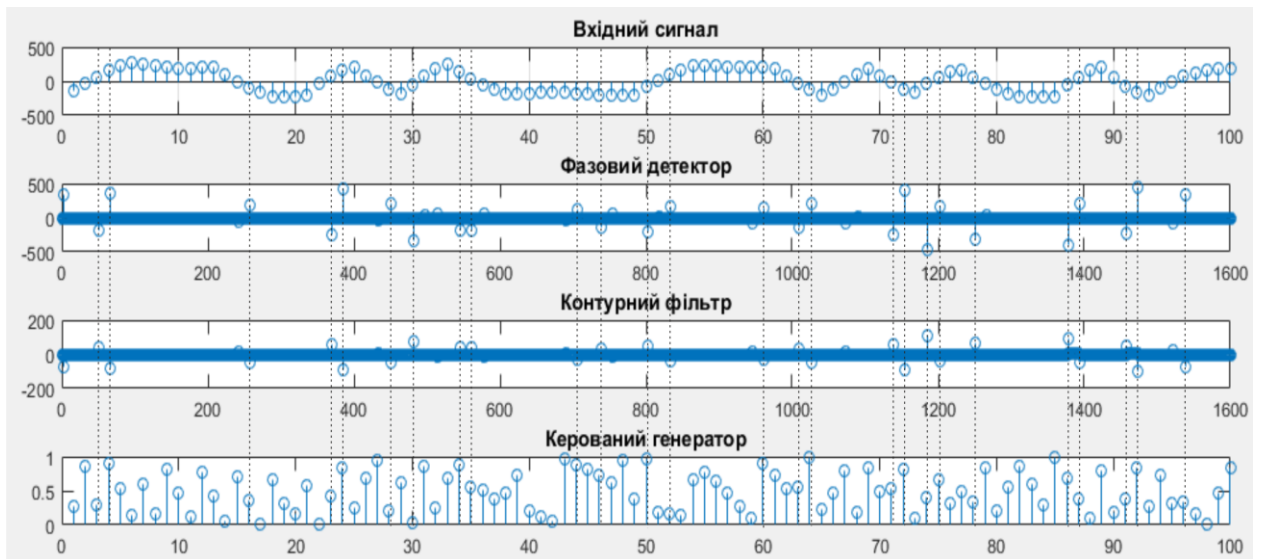


Рисунок 4.10 – Часові діаграми сигналів на виходах кола символної синхронізації, що відповідають структурним блокам системи ФАПЧ

Керований генератор формує управляючу дію для фазового детектора, що зводить помилку синхронізації на його виході до нуля. Пунктирними

лініями на рис. 4.10 показана синхронність відліків на виходах структурних блоків схеми.

4.5 Коло фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ)

Коло ФАПЧ призначено для відстеження фази вхідного гармонійного сигналу. Структурна схема приведена на рис. 4.11.

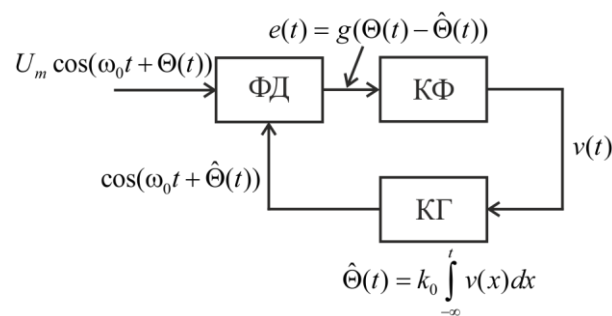


Рисунок 4.11 – Базова структурна схема контуру з фазовою синхронізацією (ФД – фазовий детектор; КФ – контурний фільтр; КГ – керований генератор).

Система ФАПЧ складається з трьох основних компонентів: фазовий детектор (ФД), контурний фільтр (КФ) і керований генератор (КГ). Вхідним сигналом є синусоїдальний сигнал:

$$x(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \Theta(t))$$

На виході КГ сигнал визначається виразом:

$$y(t) = \cos(\omega_0 t + \hat{\Theta}(t))$$

Фазовий детектор - це пристрій, вихід якого є функцію різниці фаз між двома входами. Оскільки вхідний сигнал ФАПЧ і вихідний сигнал КГ формують входи для фазового детектора, вихідний сигнал фазового детектора визначається виразом: $g(\Theta(t) - \hat{\Theta}(t))$, що можна записати наступним чином: $\Theta_e(t) = \Theta(t) - \hat{\Theta}(t)$ - фазова помилка

Фазова помилка фільтрується контурним фільтром для отримання керуючої напруги $v(t)$, що використовується для установки фази КГ. Вихід КГ $y(t) = \cos(\omega_0 t + \hat{\Theta}(t))$ пов'язаний з входом $v(t)$ залежністю:

$$\hat{\Theta}(t) = k_0 \int_{-\infty}^t v(x) dx,$$

де k_0 - константа пропорційності, яку називають підсиленням керованого генератора, має одиницю вимірювання радіан на вольт; $\hat{\Theta}(t)$ - оцінене значення фази, що надає керований генератор.

Контур регулює керуючу напругу $v(t)$ для отримання оцінки фази $\hat{\Theta}(t)$, яка зводить фазову помилку до нуля. Робота ФАПЧ характеризується використанням як фазової помилки $\Theta_e(t)$, так і оціненого значення фази з виходу КГ $\hat{\Theta}(t)$. Передавальні функції для фазової помилки і вихідна фаза КГ визначаються виразами:

$$G_a(s) = \frac{\Theta_e(s)}{\Theta(s)} = \frac{s}{s + k_0 k_p F(s)}$$

$$H_a(s) = \frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = \frac{k_0 k_p F(s)}{s + k_0 k_p F(s)}$$

В ідеалі ФАПЧ повинна забезпечувати оцінку фази, яка має нульову фазову помилку. ФАПЧ має проводити оцінку фази коли фазова помилка дорівнює нулю.

Ця характеристика разом з функцією передачі фазової помилки буде використовуватися для визначення бажаних властивостей контурного фільтра. Передавальна функція оцінки фази або передавальна функція циклу використовується для характеристики робочих характеристик ФАПЧ.

4.6 Simulink модель інтерполятора Фарроу

Для наближеного представлення аналогового сигналу $u(t)$ за його дискретними значеннями $u(n)$ використовують поліном Лагранжа. Найбільшого поширення набуло представлення сигналу поліномом третьої степені, що може бути представлено виразом:

$$u(t) = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3$$

Шляхом винесення u за дужки два рази, записаний вираз можна перетворити наступним чином:

$$u(t) = u \cdot (u \cdot (u \cdot a_3 + a_2) + a_1) + a_0$$

Записаний поліном може бути реалізований у вигляді Simulink моделі, представленої на рис. 4.12.

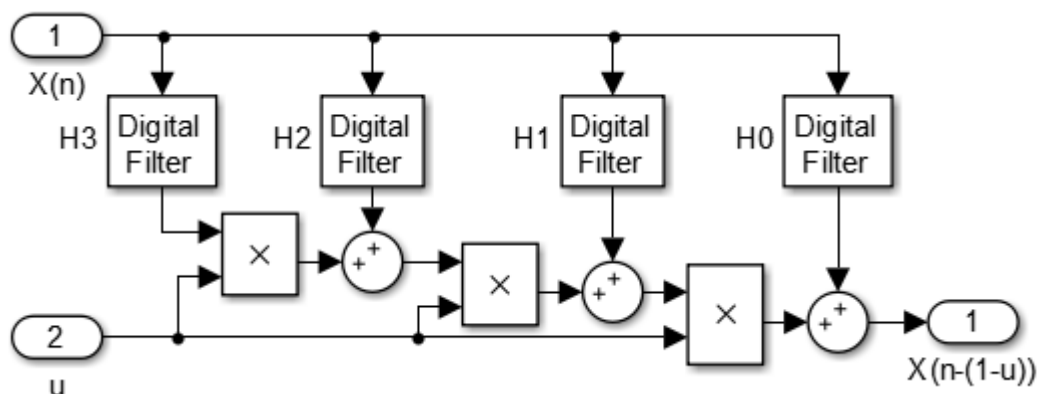


Рисунок 4.12 – Simulink модель інтерполятора Фарроу з поліномом третьої степені

Приведена модель є складовою частиною кола символічної синхронізації, Simulink модель якої приведена на рис. 4.8.

Simulink модель контурного фільтра за рис. 4.8, приведена на рис. 4.13.

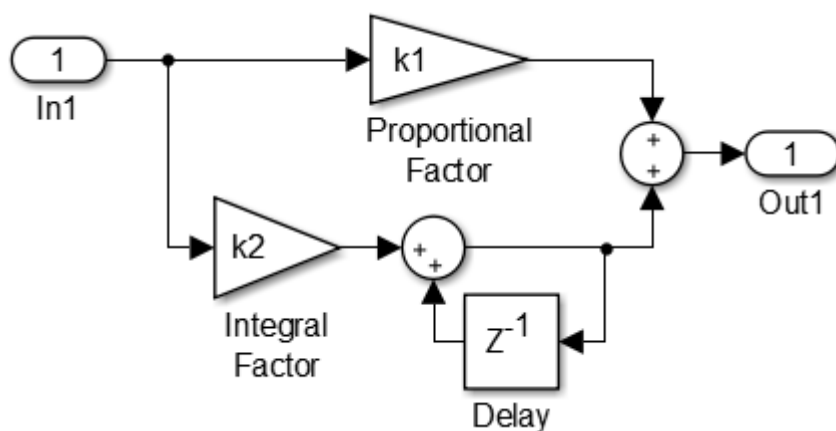


Рисунок 4.13 – Simulink модель контурного фільтра

Використовується контурний фільтр пропорційного інтегрування. Пропорційне підсилення K_1 і підсилення інтегратора K_2 розраховуються за допомогою виразів:

$$K_1 = \frac{-4\zeta\Theta}{(1 + 2\zeta\Theta + \Theta^2)K_p},$$

$$K_2 = \frac{-4\Theta^2}{(1 + 2\zeta\Theta + \Theta^2)K_p},$$

де N , ζ , Θ , K_p відповідають властивостям кола фазового автопідлаштування частоти `SamplesPerSymbol`, `DampingFactor`, `NormalizedLoopBandwidth` і `DetectorGain` відповідно.

Передаточна функція фільтра має вигляд:

$$F(s) = k_1 + \frac{k_2}{s}$$

4.7 Дослідження коефіцієнту бітових помилок

Розглянемо випадок, коли вхід контуру відрізняється від виходу КГ різницею фаз $\Delta\Theta$. Це моделюється виразом:

$$\Theta(t) = \Delta\Theta u(t),$$

де $u(t)$ - сходиноква функція.

У момент часу $t = 0$ відбувається стрибок фази. Виходи ФАПЧ, що відповідають стрибку фази, називаються перехідною характеристикою ФАПЧ. Перетворення Лапласа на вході визначається виразом:

$$\Theta(s) = \frac{\Delta\Theta}{s}.$$

Залежність кількості бітових помилок [4] від відношення сигнал-шум для різних значень зміщення фази сигналу у каналі зв'язку для когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK приведено на рис. 4.14.

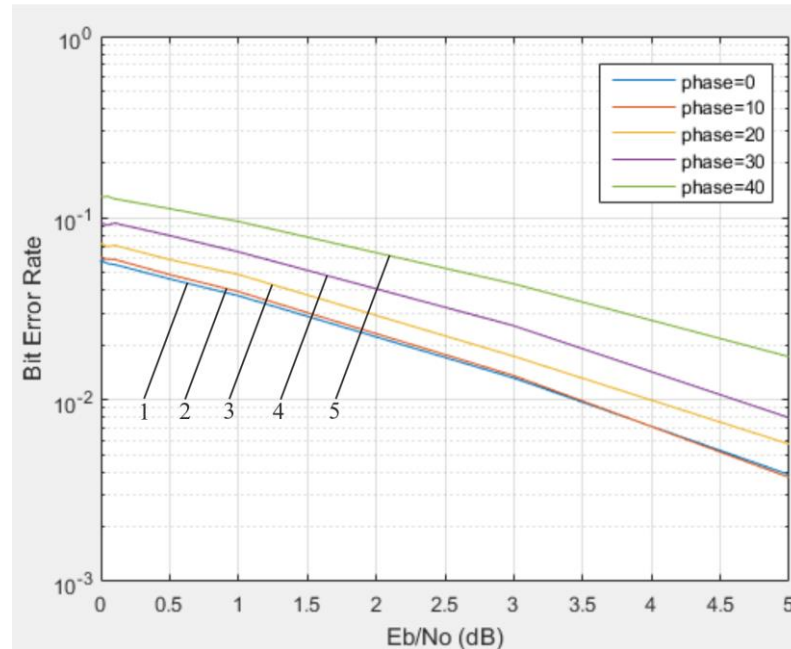


Рисунок 4.14 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум (1 – відсутність зміщення фази; 2 – зміщення фази 10° ; 3 – зміщення фази 20° ; 4 – зміщення фази 30° ; 5 – зміщення фази 40°)

Проведено дослідження енергетичної ефективності когерентної системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази у каналі зв'язку. Збільшення зміщення фази від 0 до 40° зменшує енергетичну ефективність на 3 дБ при малих відношеннях сигнал-шум.

Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум при наявності зміщення фази у каналі зв'язку приведено на рис. 4.15.

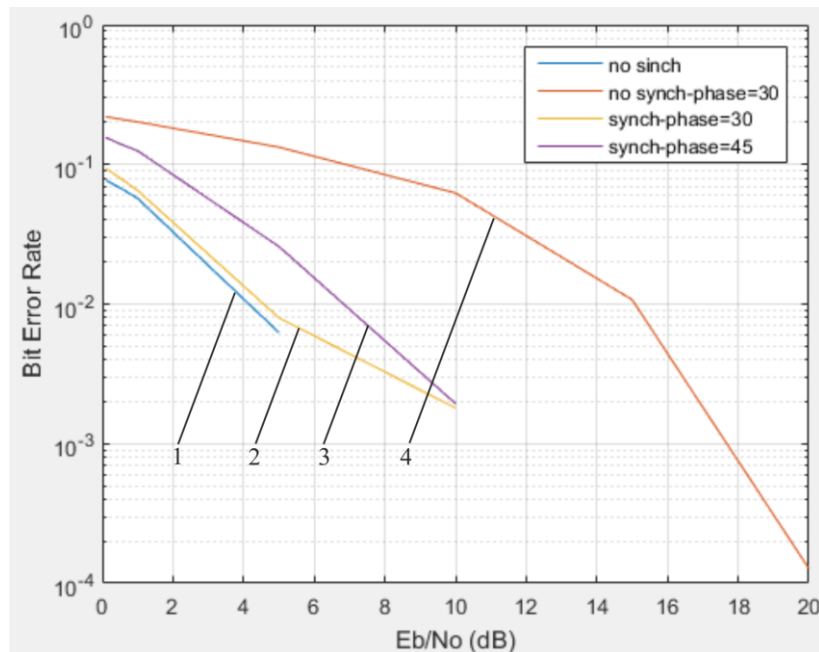


Рисунок 4.15 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум (1 – відсутність символної синхронізації і відсутність зміщення фази; 2 – наявність символної синхронізації і зміщення фази 30°; 3 – наявність символної синхронізації і зміщення фази 45°; 4 – відсутність символної синхронізації і додавання зміщення фази 30°)

Енергетична ефективність не когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при виникненні фазового зміщення 30° у каналі зв'язку зменшується на 10 дБ. Додавання кола символної синхронізації компенсує цей поворот сигнального сузір'я. Збільшення фазового зміщення у середовищі розповсюдження до 45° для когерентної системи зв'язку приводить до зменшення енергетичної ефективності на 2 дБ.

Оскільки фаза є інтегралом частоти, при постійному зміщенні вхідної частоти, фаза буде змінюватись лінійно. Перетворенням Фур'є фазової характеристики є перетворення Фур'є інтеграла частотної характеристики. Оскільки частотна характеристика – сходинова функція, то можна записати:

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega}{(j\omega)^2},$$

де $\Delta\omega$ - величина стрибка частоти, рад/с.

Напруга на виході фазового детектора кола ФАПЧ визначається виразом:

$$e(t) = \frac{\Delta\omega}{K_0 F(0)},$$

де $F(0)$ - перетворення Фур'є імпульсної характеристики контурного фільтра для частоти $\omega = 0$.

Зміщення частоти можна записати виразом:

$$\cos((\omega_0 + \Delta\omega)t) = \cos(\omega_0 t + \Delta\omega t).$$

Позначимо,

$$\Theta(e) = \Delta\omega t \cdot u(t),$$

що називається лінійно змінним входом. Виходи ФАПЧ, що відповідають входу лінійного зміни, називаються відгуками лінійного зміни частоти. Перетворення Лапласа можна записати у вигляді:

$$\Theta(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}.$$

Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум при наявності зміщення частоти у каналі зв'язку приведено на рис. 4.16.

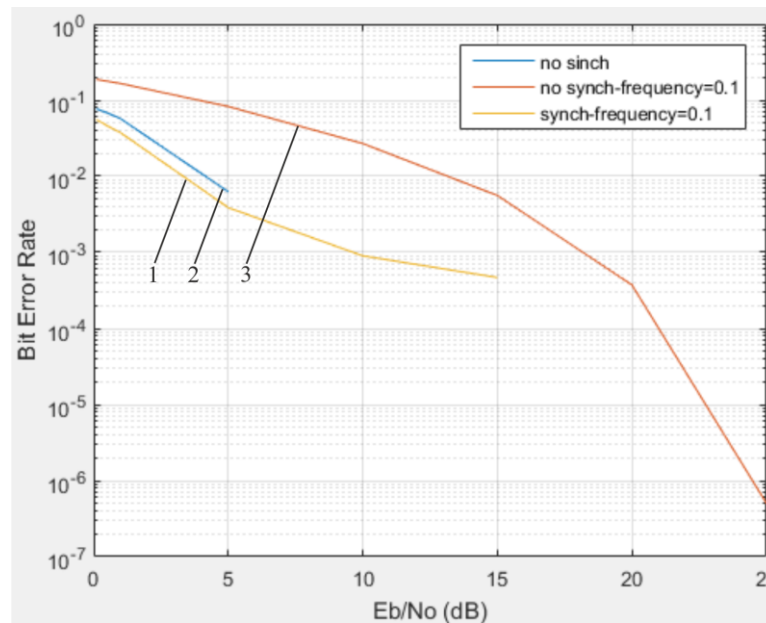


Рисунок 4.16 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум (1 – наявність синхронізації при зміщенні частоти 0,1 Гц; 2 – відсутність синхронізації і відсутність зміщення частоти; 3 – відсутність синхронізації і наявність зміщення частоти 0,1 Гц)

Встановлення зміщення частоти дозволяє дослідити наслідки доплеровського зміщення частоти сигналу через відносний рух передавача і приймача. Наявність зміщення частоти суттєво впливає на енергетичну ефективність системи зв'язку. Енергетична ефективність системи зв'язку зменшується на 10 дБ при виникненні зміщення частоти 0,1 Гц і відсутності символної синхронізації. Коло символної синхронізації збільшує енергетичну ефективність на 7 дБ при наявності частотного зміщення 0,1 Гц. При збільшенні величини частотного зміщення енергетична ефективність когерентного зв'язку збільшується.

Властивості фазової помилки використовуються для визначення бажаних характеристик петлевого фільтру. Оскільки постійне зміщення фази моделюється ступінчастою функцією для $\Theta(t)$, відправною точкою є висновок вираження для перехідної характеристики фазової помилки. Перетворення Лапласа для фазової похибки перехідної характеристики визначається виразом:

$$\Theta_e(s) = \frac{\Delta\Theta}{s + k_0 k_p F(s)}.$$

Якщо контурний фільтр має нульове підсилення постійного струму, фазова помилка для сходиноквої функції на вході дорівнює нулю.

Перетворення Лапласа фазової помилки лінійно змінної частоти визначається виразом:

$$\Theta_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2 + s k_0 k_p F(s)}.$$

Якщо контурний фільтр має нескінченне підсилення за постійним струмом, фазова похибка в сталому режимі для лінійного зміни частоти дорівнює нулю.

Контурний фільтр повинен мати нульове підсилення постійного струму, щоб приводити сталу фазову помилку до нуля при наявності зміщення фази і нескінченного підсилення постійного струму, щоб управляти встановилася фазова похибка до нуля при наявності зміщення частоти. Контурний фільтр, який задовольняє цим умовам, є контурний фільтр з функцією передачі пропорційного інтегрування:

$$F(s) = k_1 + \frac{k_2}{s}$$

Продуктивність ФАПЧ характеризується властивостями оціненого значення фази $\hat{\Theta}(t)$. Перетворення Лапласа на виході задається виразом:

$$\hat{\Theta}(s) = \frac{k_0 k_p F(s)}{s + k_0 k_p F(s)} \Theta(s),$$

де $\Theta(s) = \frac{\Delta\Theta}{s}$ - для зміщення фази; $\Theta(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$ - для зміщення частоти;

$F(s)$ - передаточна функція контурного фільтра.

Наприклад, передавальна функція для фільтра пропорційного інтегрування має вигляд

$$H_a(s) = \frac{k_0 k_p k_1 s + k_0 k_p k_2}{s^2 + k_0 k_p k_1 s + k_0 k_p k_2},$$

який може бути виражений у вигляді:

$$H_a(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2},$$

де ξ - коефіцієнт загасання, а ω_n називається власною частотою.

$$\xi = \frac{k_1}{2} \sqrt{\frac{k_0 k_p}{k_2}}$$

$$\omega_n = \sqrt{k_0 k_p k_2}$$

ФАПЧ діє як фільтр нижніх частот при роботі в якості лінійної системи. Коефіцієнт демпфування контролює величину частотного відгуку при $\omega = \omega_n$. Для систем з недостатнім загасанням ($\xi < 1$) частотна характеристика має пік при $\omega = \omega_n$. Амплітуда цього піку зростає зі зменшенням ξ . Фактично, коли $\xi \rightarrow 0$, пік зростає до імпульсу, і відгук петлі є чисто синусоїдальним. Для систем з надлишковим демпфуванням пік при $\omega = \omega_n$ зникає, і відгук петлі більше схожий на традиційний фільтр нижніх частот. Наявність спектрального піка в $H_a(j\omega)$ створює загасаючу

синусоїдальную складову у відгуку ФАПЧ в області часу. Для перевантажених систем ($\xi > 1$) перехідна характеристика не змінюється щодо ідеального відгуку, а поступово збільшується. Це демонструє класичний компроміс для систем другого порядку: системи з недостатнім загасанням мають швидкий час встановлення, але виявляють перерегулювання і коливання. Перевантажені системи мають повільний час встановлення, але не мають коливань.

Висновки до четвертого розділу

1. У роботі проведено дослідження Simulink моделі цифрової системи зв'язку з колом символної синхронізації, що побудовано на основі фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ). Проаналізована математична модель ФАПЧ, дискретні сигнали на виходах структурних блоків моделі. Проводилось дослідження залежності кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для двох видів детектора помилки синхронізації. Зроблений висновок, що детектор помилки синхронізації раннього-пізнього часу на 1,5 дБ ефективніше детектора Гарднера при малих відношеннях сигнал-шум і має простішу схему реалізації.

2. Проведено дослідження енергетичної ефективності когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази у середовищі розповсюдження. Збільшення зміщення фази від 0 до 40° зменшує енергетичну ефективність на 3 дБ при малих відношеннях сигнал-шум. Енергетична ефективність не когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при виникненні фазового зміщення 30° у середовищі розповсюдження зменшується на 10 дБ. Додавання кола символної синхронізації компенсує цей поворот сигнального сузір'я. Збільшення фазового зміщення у середовищі розповсюдження до 45° для когерентної

системи зв'язку приводить до зменшення енергетичної ефективності на 2 дБ. Наявність зміщення частоти суттєво впливає на енергетичну ефективність системи зв'язку. Енергетична ефективність цифрової системи зв'язку зменшується на 10 дБ при виникненні зміщення частоти 0,1 Гц і відсутності символної синхронізації. Коло символної синхронізації збільшує енергетичну ефективність на 7 дБ при наявності частотного зміщення 0,1 Гц. При збільшенні величини частотного зміщення енергетична ефективність когерентного зв'язку збільшується. При введенні зміщення частоти у 2 Гц відбувається підвищення ефективності когерентного зв'язку на 24 дБ.

3. Перспективою подальшого розвитку дослідження є врахування багатопроменевого розповсюдження сигналу каналом зв'язку, використання багатопозиційних видів модуляції для підвищення швидкості передачі інформації і каналного кодування для підвищення завадостійкості.

ВИСНОВКИ

1. Завмирання - це коливання рівня сигналу на вході приймача, пов'язані зі змінами параметрів зовнішнього середовища і умов поширення радіохвиль.

2. Проводилось дослідження залежності кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для двох видів детектора помилки синхронізації. Зроблений висновок, що детектор помилки синхронізації раннього-пізнього часу на 1,5 дБ ефективніше детектора Гарднера при малих відношеннях сигнал-шум і має простішу схему реалізації.

3. Проведено дослідження енергетичної ефективності когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази у середовищі розповсюдження. Збільшення зміщення фази від 0 до 40° зменшує енергетичну ефективність на 3 дБ при малих відношеннях сигнал-шум. Енергетична ефективність не когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при виникненні фазового зміщення 30° у середовищі розповсюдження зменшується на 10 дБ. Додавання кола символної синхронізації компенсує цей поворот сигнального сузір'я. Збільшення фазового зміщення у середовищі розповсюдження до 45° для когерентної системи зв'язку приводить до зменшення енергетичної ефективності на 2 дБ. Наявність зміщення частоти суттєво впливає на енергетичну ефективність системи зв'язку. Енергетична ефективність цифрової системи зв'язку зменшується на 10 дБ при виникненні зміщення частоти 0,1 Гц і відсутності символної синхронізації. Коло символної синхронізації збільшує енергетичну ефективність на 7 дБ при наявності частотного зміщення 0,1 Гц. При збільшенні величини частотного зміщення енергетична ефективність когерентного зв'язку збільшується. При введенні зміщення частоти у 2 Гц відбувається підвищення ефективності когерентного зв'язку на 24 дБ.

Перелік посилань

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ Б. Скляр. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь / Д. Прокис. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Rice M. Digital communications: a discrete-time approach. – New Jersey: “Pearson Education, Inc.”, 2009. – 778 p.
4. Кичак В.М. Оцінювання бітових помилок при різних видах демодуляції дискретних сигналів /В.М. Кичак, В.Д. Тромсюк //Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. - №63. С. 55-63.
5. Бойко Ю. М., І. С. Пятін. Особливості квазікогерентної обробки сигналів у засобах телекомунікацій з частотною маніпуляцією. Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2018. № 1 (58). С. 27-39.
6. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад: монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. Київ, 2018. 227 с.
7. Ting-An C, Kuan-Ting L., Guan-Cheng C., Shu-Hui C., Jar-Ferr Y. Super resolution using trilateral filter regression interpolation. 2017 IEEE 2nd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP): Proceedings 2017 IEEE 2nd International Conf. (Singapore, 4-6 Aug. 2017). Singapore, 2017. P. 86-89. DOI: 10.1109/SIPROCESS.2017.8124511.
8. Zhang L., Zhiming H. A modified timing synchronization algorithm for QPSK in digital receiver. Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC): Proceedings 2011 2nd International Conf.

(Dengleng, China, 8-10 Aug. 2011). Dengleng, 2011. P. 1-4. DOI: 10.1109/AIMSEC.2011.6011207.

9. Rai A., Kumar V. N. Wideband acquisition technique for QPSK demodulator. Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT): Proceedings 2016 IEEE International Conf. (Bangalore, India, 20-21 May 2016). Bangalore, 2016. P. 1-6. DOI: 10.1109/RTEICT.2016.7807869.

10. Cheng C. C., Hikmet S., Sezginer S., Su Yu T. Enhanced Spatial Modulation With Multiple Signal Constellations. IEEE Transactions on Communications. 2015. Vol. 63, Iss. 6. P. 2237 – 2248. DOI: 10.1109/TCOMM.2015.2422306.

11. López-Riera A., Águila-López F., et al. Joint Symbol and Chip Synchronization for a Burst-Mode-Communication Superregenerative MSK Receiver. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2017. Vol. 64, Iss. 5. P. 1260 – 1269. DOI: 10.1109/TCSI.2016.2636022.

12. Boiko J., Tolubko V., Barabash O., Eromenko O., Havrylko Y. Signal processing with frequency and phase shift keying modulation in telecommunications. Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control). 2019. Vol. 17, Iss. 4. P. 2025-2038. DOI: <http://dx.doi.org/10.12928/telkomnika.v17i4.12168>.

13. Chen Q., Li M. Modified Gardner algorithm for bit synchronization in high-order QAM. Computational Problem-Solving (ICCP): Proceedings 2013 International Conf. (Jiuzhai, China, 26-28 Oct. 2013). Jiuzhai, 2013. P. 1-6. DOI: 10.1109/ICCPS.2013.6893575.

14. Boiko J., Kovtun I., Petrashchuk S. Productivity of telecommunication systems with modified signal-code constructions. Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T): Proceedings 2017 IEEE 4th International Scientific-Practical Conf. (Kharkov, Ukraine, 10-13 Oct. 2017). Kharkov, 2017. P. 173-178. DOI: 10.1109/INFOCOMMST.2017.8246374.

15. Boiko J., Eromenko O., Kovtun I., Petrashchuk S. Quality Assessment of Synchronization Devices in Telecommunication. Electronics and Nanotechnology (ELNANO): Proceedings 2019 IEEE 39th International Conf. (Kyiv, Ukraine, 16-18 April 2019). Kyiv, 2019. P. 694-699. DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783438.

Додаток А
(довідковий)
Презентація

Слайд 1

Моделювання спотворень
сигналу у каналі передачі і їх
впливу на коефіцієнт бітових
помилкок цифрової системи
зв'язку

Воєводко О.В., гр. ТРМ-19-1

Керівник – к.т.н., доц. Пятін І.С.

Слайд 2

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження впливу умов розповсюдження сигналу в каналі зв'язку на залежності кількості помилок від відношення сигнал-шум .

Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання.

- провести огляд моделей поширення радіохвиль і ефектів, що при цьому відбуваються;
- розглянути і дослідити вплив каналу зв'язку на залежності кількості помилок від відношення сигнал-шум;
- дослідити модель системи зв'язку і оцінити вплив умов розповсюдження сигналу в каналі зв'язку;
- дослідити системи зв'язку з символною синхронізацією в середовищі Simulink.

Об'єктом дослідження є процес розповсюдження сигналу, приймання, визначення коефіцієнту бітових помилок у цифрових системах зв'язку .

Предметом дослідження є методи та засоби відновлення синхронізації символів у цифрових системах зв'язку .

Наукова новизна одержаних результатів :

1. Вперше проведена оцінка енергетичної ефективності когерентних цифрових систем зв'язку з QPSK модуляцією і наявністю зміщення частоти і фази в каналі зв'язку.
2. Набув подальшого розвитку метод аналізу кола символної синхронізації з врахуванням впливу каналу зв'язку на якість сигналу.
3. Отримали подальший розвиток методи синхронізації цифрових систем зв'язку.

Слайд 4

Когерентна цифрова система зв'язку

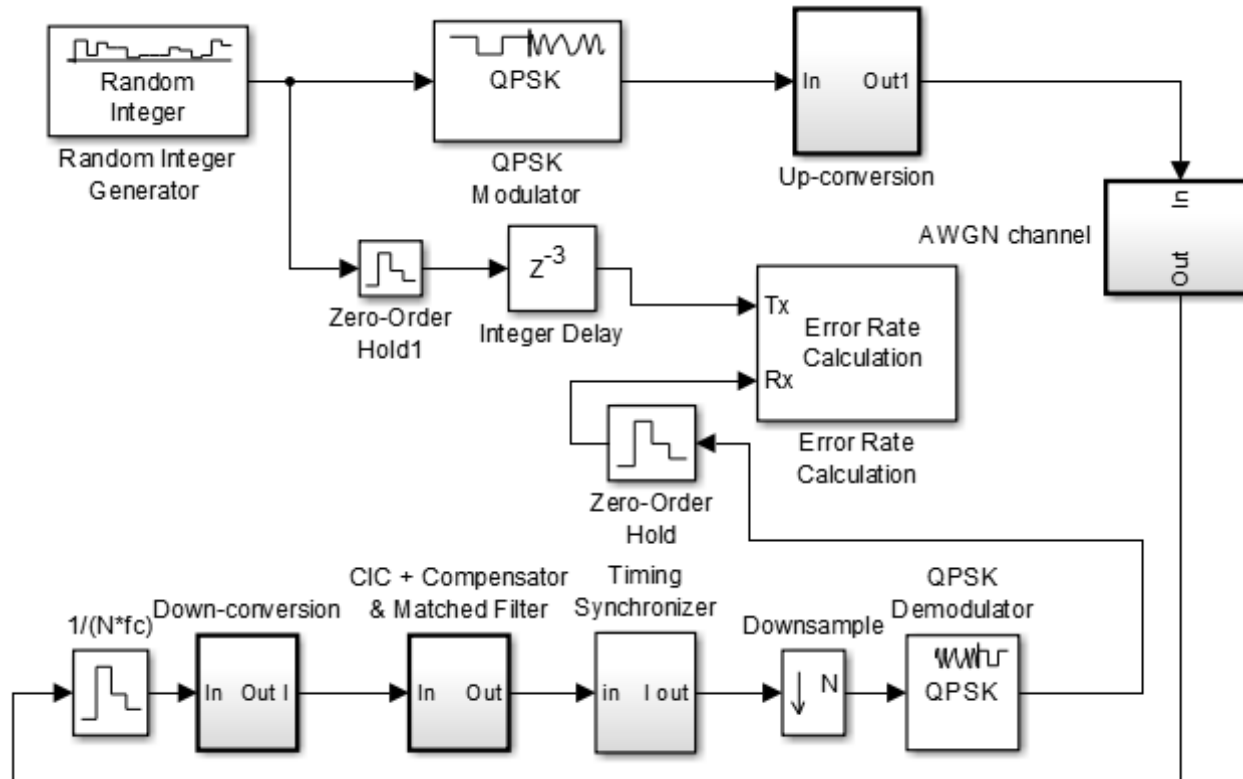


Рисунок 4.1- Simulink модель когерентної цифрової системи зв'язку з QPSK модуляцією

Слайд 5

Детектор помилки синхронізації

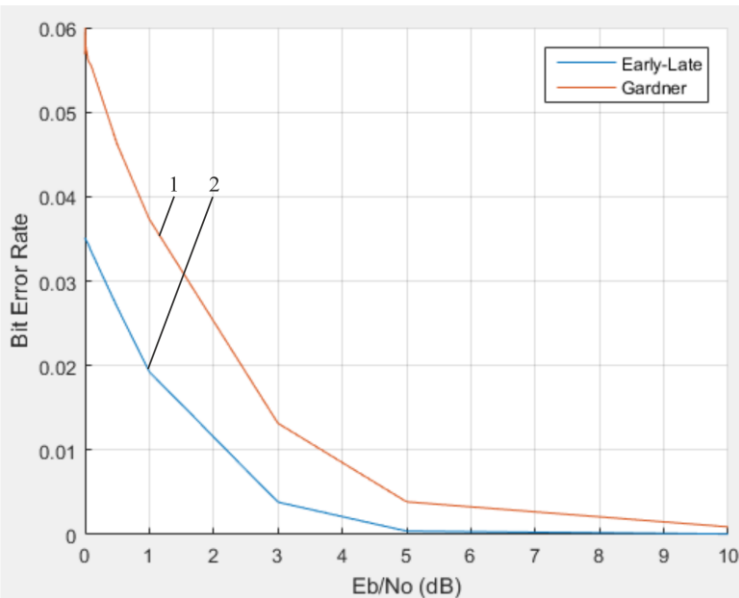


Рисунок 5.1- Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум детектора помилки синхронізації для когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK (1 – детектор Гарднера; 2 – детектор раннього-пізнього часу)

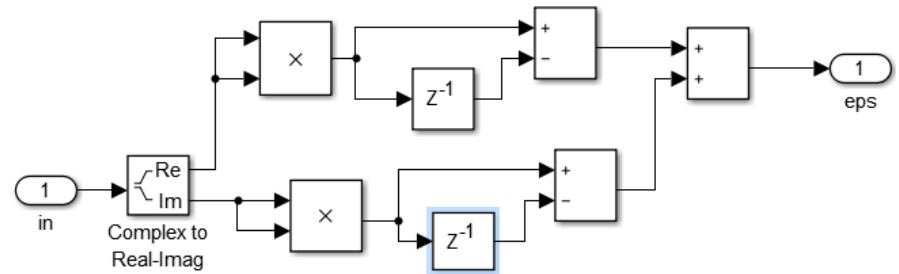


Рисунок 5.2 – Simulink модель детектора помилки синхронізації раннього-пізнього часу

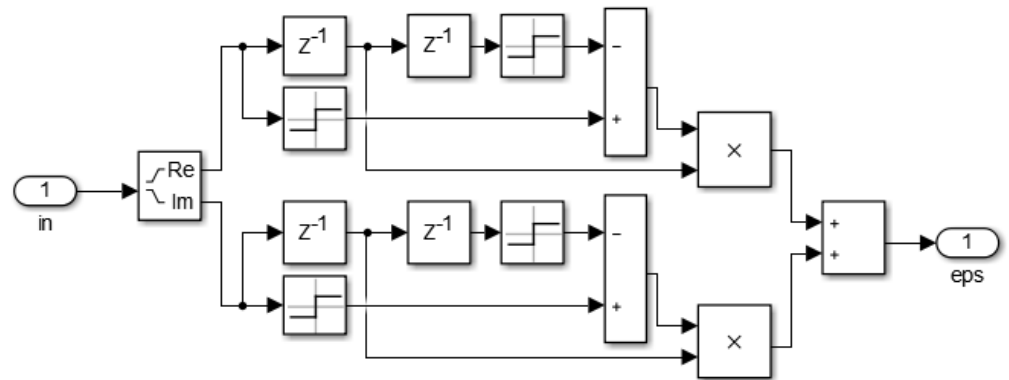


Рисунок 5.3 – Simulink модель детектора помилки синхронізації Гарднера

Слайд 6

Дослідження кола символної синхронізації

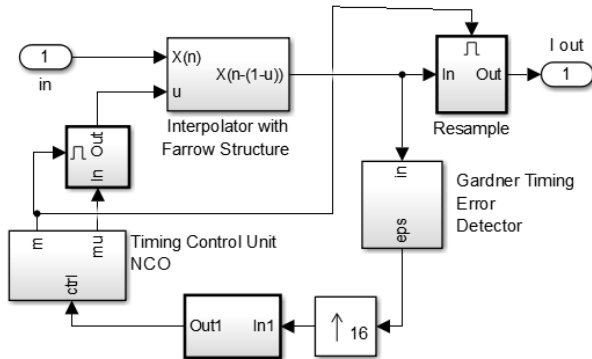


Рисунок 6.1 – Simulink модель кола символної синхронізації

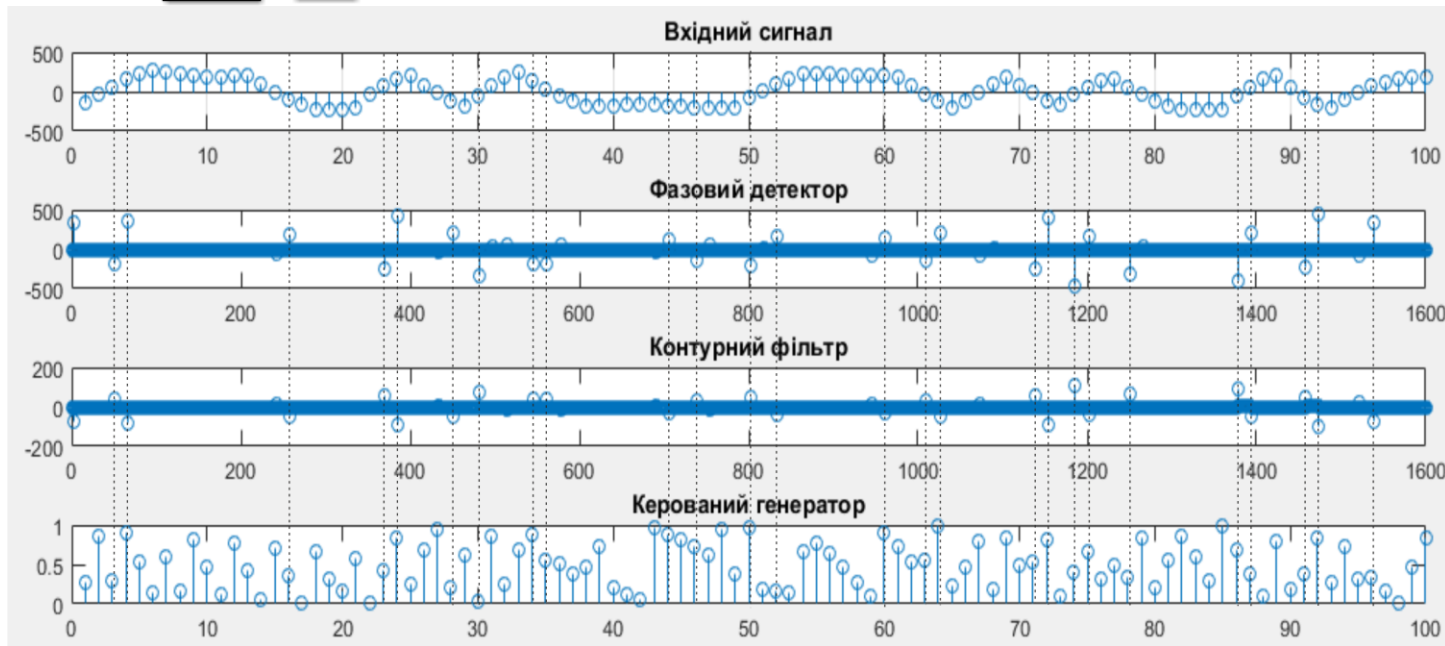


Рисунок 6.2 – Часові діаграми сигналів на виходах кола символної синхронізації, що відповідають структурним блокам системи ФАПЧ

Слайд 7

Дослідження коефіцієнту бітових помилок

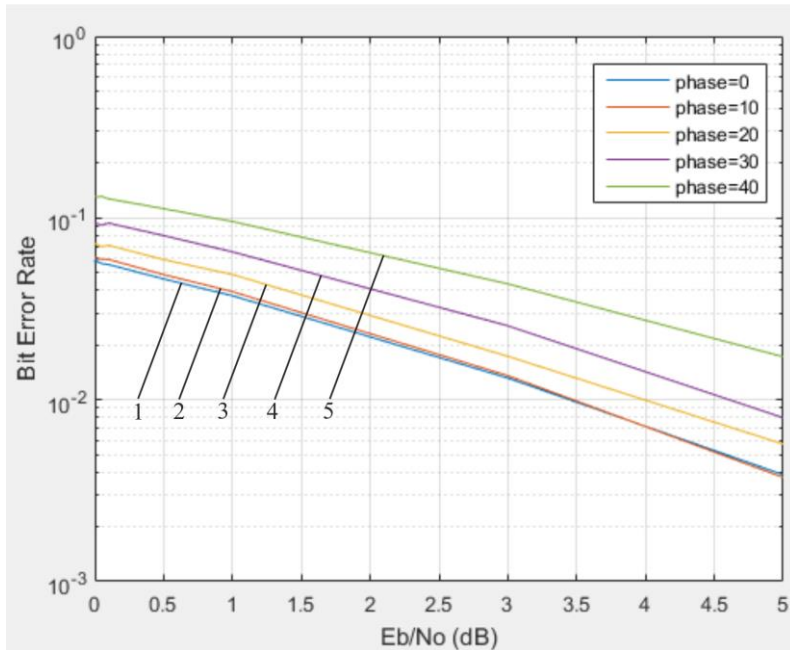


Рисунок 7.1 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум (1 – відсутність зміщення фази; 2 – зміщення фази 10°; 3 – зміщення фази 20°; 4 – зміщення фази 30°; 5 – зміщення фази 40°)

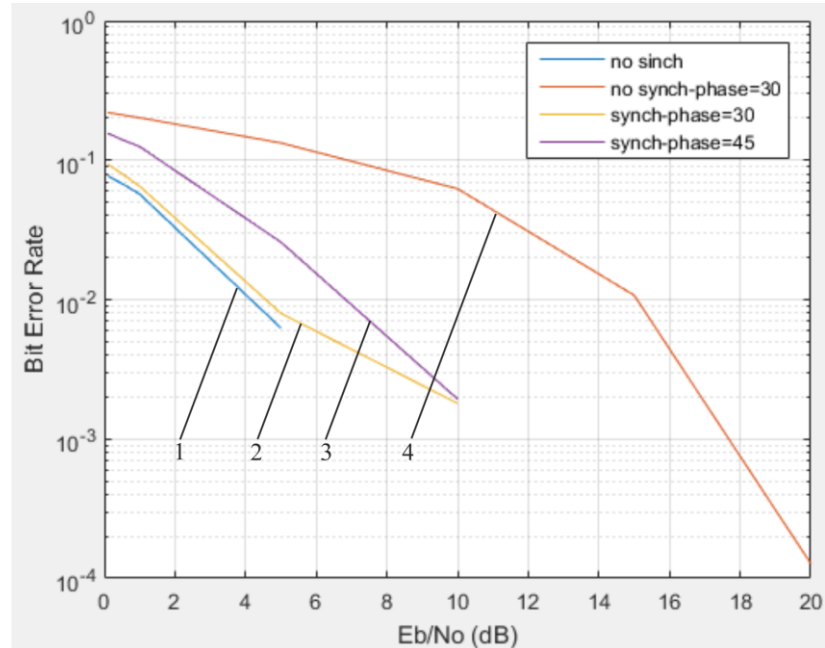


Рисунок 7.2 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум (1 – відсутність символної синхронізації і відсутність зміщення фази; 2 – наявність символної синхронізації і зміщення фази 30°; 3 – наявність символної синхронізації і зміщення фази 45°; 4 – відсутність символної синхронізації і додавання зміщення фази 30°)

Слайд 8

Дослідження коефіцієнту бітових помилок

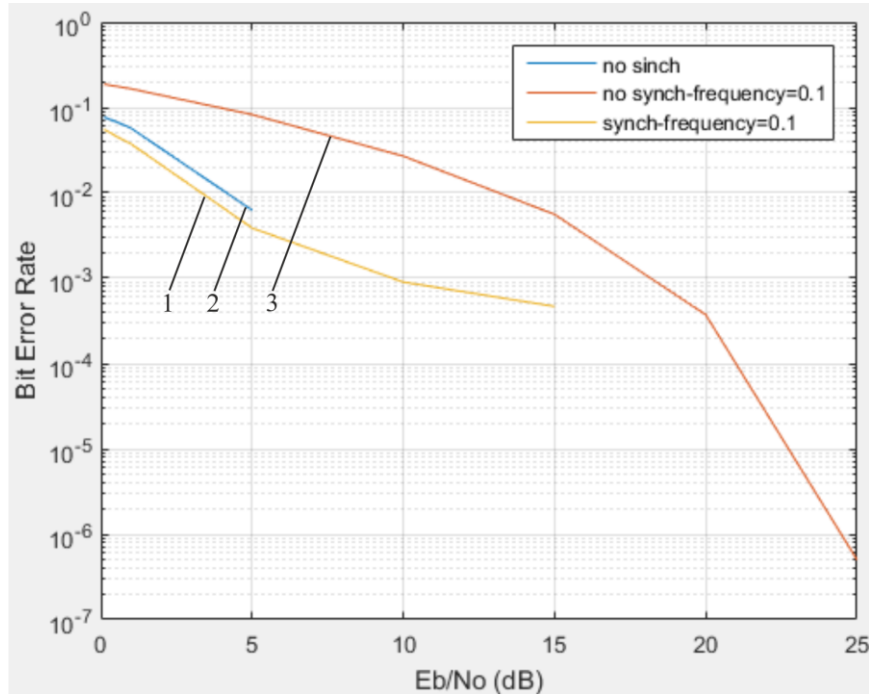


Рисунок 8.1 – Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум (1 – наявність синхронізації при зміщенні частоти 0,1 Гц; 2 – відсутність синхронізації і відсутність зміщення частоти; 3 – відсутність синхронізації і наявність зміщення частоти 0,1 Гц)

ВИСНОВКИ

1. Проводилось дослідження залежності кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для двох видів детектора помилки синхронізації. Зроблений висновок, що детектор помилки синхронізації раннього-пізнього часу на 1,5 дБ ефективніше детектора Гарднера при малих відношеннях сигнал-шум і має простішу схему реалізації.

2. Проведено дослідження енергетичної ефективності когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази у середовищі розповсюдження. Збільшення зміщення фази від 0 до 40° зменшує енергетичну ефективність на 3 дБ при малих відношеннях сигнал-шум. Енергетична ефективність не когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при виникненні фазового зміщення 30° у середовищі розповсюдження зменшується на 10 дБ. Додавання кола символної синхронізації компенсує цей поворот сигнального сузір'я. Збільшення фазового зміщення у середовищі розповсюдження до 45° для когерентної системи зв'язку приводить до зменшення енергетичної ефективності на 2 дБ.

3. Наявність зміщення частоти суттєво впливає на енергетичну ефективність системи зв'язку. Енергетична ефективність цифрової системи зв'язку зменшується на 10 дБ при виникненні зміщення частоти 0,1 Гц і відсутності символної синхронізації. Коло символної синхронізації збільшує енергетичну ефективність на 7 дБ при наявності частотного зміщення 0,1 Гц. При збільшенні величини частотного зміщення енергетична ефективність когерентного зв'язку збільшується. При введенні зміщення частоти у 2 Гц відбувається підвищення ефективності когерентного зв'язку на 24 дБ.

Додаток Б
(довідковий)
Апробація роботи

МОДЕЛЮВАННЯ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛУ У КАНАЛІ ПЕРЕДАЧІ

Передача інформаційного сигналу каналом зв'язку супроводжується додаванням адитивного білого гаусового шуму, дією промислових завод, атмосферних завод, тощо. Крім того, сигнал може мати додаткове зміщення частоти і фази, що обумовлене рухом приймача відносно передавача. Стаття присвячена дослідженню впливу перерахованих явищ на залежності кількості помилок у каналі зв'язку від відношення сигнал-шум. Проведено дослідження якості сузір'я і око-діаграм на вході приймача цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази у середовищі розповсюдження.

Ключові слова: адитивний білий гаусовий шум, канал зв'язку, фазовий шум, спотворення.

I.S. PYATIN, D.A. MAKARYSHKIN, O.V. VOYEVODKO

Khmelnitskyi National University

SIMULATION OF SIGNAL DISTORTIONS IN THE TRANSMISSION CHANNEL

Abstract – The transmission of the information signal by the communication channel is accompanied by the addition of additive white Gaussian noise, the action of industrial interference, atmospheric interference; frequency and phase shift of the signal, which may be caused by the mutual movement of the antenna of the transmitter and receiver or the mismatch of their local oscillators, caused by the instability of the reference frequency sources; signal delay in the communication channel caused by the propagation of the signal from the transmitter antenna to the receiver antenna and in the feeder systems; fading caused by multi-beam propagation of the signal from the transmitter to the receiver, the phenomena of refraction in the atmosphere and reflections from various objects. The article is devoted to the study of the influence of the listed phenomena on the dependence of the number of errors in the communication channel on the signal-to-noise ratio. A study of the quality of constellations and eye diagrams at the input of the receiver of the digital communication system with QPSK modulation in the presence of phase and frequency shift in the propagation medium, the presence of phase noise, imbalance of the quadrature components of the signal. The main reasons for the deterioration of the quality of the communication channel are the reduction of the signal-to-noise ratio, phase and amplitude distortions. When processing and evaluating a digital signal, an important factor of quality is the parameter of intersymbol interference. Due to the imperfection of the components of the analog part of the communication system, there is an imbalance of in-phase and quadrature components of the signal. Insufficient suppression of the mirror channel causes deterioration of the modulus of the error vector in the receiver, which leads to an increase in the frequency of error bits. It is also necessary to take into account the deterioration of the signal due to the presence of thermal noise and signal attenuation due to the distance from the transmitter to the receiver.

Keywords: additive white Gaussian noise, communication channel, phase noise, distortion.

Постановка задачі

Останнім часом при побудові цифрових систем зв'язку, все більше функцій, що традиційно виконуються аналоговими пристроями, реалізуються на базі цифрових сигнальних процесорів (ЦСП). В поєднанні з додаванням ЦСП межа між аналоговим і цифровим сегментами систем зв'язку, що розділені АЦП, розташовується ближче до антени. Системи зв'язку стають програмно керованими.

Програмно кероване радіо (SDR) включає аналогові компоненти: антени, попередні фільтри, комутатори, попередні підсилювачі і підсилювачі потужності, та цифрові компоненти: GPP (процесор загального застосування); DSP (цифровий сигнальний процесор); FPGA (програмувана користувачем матрична БІС); ASIC (спеціалізована інтегральна схема). З цими уніфікованими обчислювальними і керуючими вузлами можна реалізувати велику кількість різноманітних функцій, наприклад, модуляцію, демодуляцію, фільтрацію, кодування. Схема ASIC не програмується, а спеціально розробляється для кожного варіанту застосування. Для неї характерні низькі витрати на виробництво, невелика споживана потужність і висока продуктивність.

Матричні БІС (FPGA) незамінні в програмних радіопристроях, завдяки високій продуктивності і програмуваності. Їх обчислювальна продуктивність набагато вище, ніж у DSP або GPP. Це обумовлено можливістю квазіпаралельної обробки даних. Основними перевагами DSP і GPP є їх програмуваність і

можливість перебудови конфігурації.

Аналіз досліджень та публікацій

У загальному випадку при проектуванні системи зв'язку необхідно враховувати такі основні фактори, що впливають на сигнал при його поширенні в каналі зв'язку [1]:

- вплив адитивного білого гаусового шуму (теплого шуму);
- частотне і фазове зміщення сигналу, що може бути викликане взаємним рухом антени передавача і приймача або неузгодженістю їх гетеродинів, викликане нестабільністю джерел опорної частоти;
- затримка сигналу в каналі зв'язку, що викликано розповсюдженням сигналу від антени передавача до антени приймача і в фідерних системах;
- завмирання, викликані багатопроменевим поширенням сигналу від передавача до приймача, явищами рефракції в атмосфері і перевідбиваннями від різних об'єктів.

При моделюванні систем зв'язку на персональному комп'ютері особливу увагу необхідно приділити питанням затримки сигналу в каналі зв'язку. Оскільки моделювання на комп'ютері принципово може бути тільки дискретним в області часу, для проведення коректних досліджень систем синхронізації приймального пристрою необхідно створювати дробову затримку в каналі зв'язку.

В системах передавання даних при неідеальному каналі зв'язку сигнали спотворюються, тому ці спотворення необхідно враховувати та при можливості коректувати. В каналі зв'язку (КЗ), як правило, діють різні види завад, а також мають місце лінійні і нелінійні спотворення сигналів [1].

Виділення невіршених частин

Розглянемо математичну модель сигналу на вході приймача. Нехай передавач формує цифрову інформацію за допомогою m сигналів $s(t) = \{s_m(t)\}$, де m - кількість точок у сигнальному сузір'ї цифрової модуляції [1]. Канал спотворює сигнал за допомогою адитивного білого гаусового шуму (АБГШ). Таким чином, сигнал на вході приймача на інтервалі $0 \leq t \leq T$ можна записати виразом [2]:

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

де $n(t)$ означає реалізацію АБГШ з двобічною спектральною густиною потужності $\Phi_n(f) = N_0/2$.

Положимо, що на вхід узгодженого фільтра, за яким розташований пристрій дискретизації, надходить сигнал $r(t)$. Сигнал на виході узгодженого фільтра можна представити за допомогою передаточної функції фільтра $H(f)$ і спектральної густини сигналу на вході $S(f)$:

$$s_{\text{вф}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft} df$$

Дисперсія шуму на виході σ_0^2 визначається виразом:

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

Приймач складається з двох частин: демодулятор сигналу і детектор. Функція демодулятора складається у перетворенні сигналу $r(t)$ у вектор $r = \{r_1, r_2, r_3, r_4\}$. Функція детектора полягає у вирішенні, який з можливих сигналів m був переданий [2].

У вказаних дослідженнях недостатній аналіз спотворень сигналу в каналі передачі при наявності частотного і фазового зміщення модульованого сигналу, фазового шуму, дисбалансу квадратурних складових сигналу. Стаття присвячена дослідженню впливу каналу зв'язку на якісні характеристики сигналу з QPSK: діаграму сузір'я модуляції і око-діаграму.

Спотворення сигналу у системі зв'язку

Величиною яка характеризує ефективність цифрової системи зв'язку є пропускна здатність [біт/с]. Пропускна здатність - це кількість інформації, яку можна передати в системі зв'язку в одиницю часу. Верхня межа пропускної здатності при заданому відношенні сигнал/шум і доступній смузі частот задається теоремою Шеннона [3]:

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

(1)

де C – пропускна здатність (біт/с); W – доступна ширина смуги пропускання системи (Гц), S – середня потужність прийнятого сигналу, N – середня потужність шуму. Врахуємо, що середня потужність шуму залежить від ширини смуги: $N = N_0 W$, де N_0 – спектральна густина потужності шуму. При дослідженні системи зв'язку будемо користуватись не відношенням сигналу до шуму, а величиною E_b/N_0 – відношенням енергії біта до густини потужності шуму, оскільки отримані при цьому співвідношення містять мінімальну кількість вторинних величин. З'ясуємо наступне: енергія біта – енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, яку представимо як добуток потужності передавача на тривалість біта. Перетворимо співвідношення (1) до еквівалентного вигляду:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} (2^{C/W} - 1)$$

(2)

та встановимо залежність C/W відношення пропускної здатності до доступної смуги від енергетичної характеристики системи – E_b/N_0 . Встановлюємо чим більше E_b/N_0 , тим більше інформації можна передати в одній і тій же смузі. Чим менше E_b/N_0 , тим більша смуга потрібна для передачі однакової кількості інформації.

Передавач цифрової системи зв'язку з модуляцією 4-QAM при передачі по каналу зв'язку з відношенням сигнал-шум 40 dB представлений на рис. 1

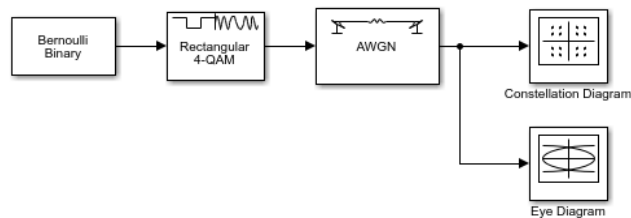


Рис. 1. Simulink модель передавача цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK

Сигнальне сузір'я (Constellation diagram) – відображення значень комплексної амплітуди модульованих радіосигналів на комплексній площині. Для моделі рис. 1, сигнальне сузір'я приведено на рис. 2. Око діаграма приведена на рис. 3.

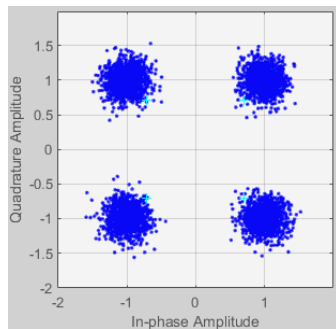


Рис. 2. Сигнальне сузір'я моделі (рис. 1)

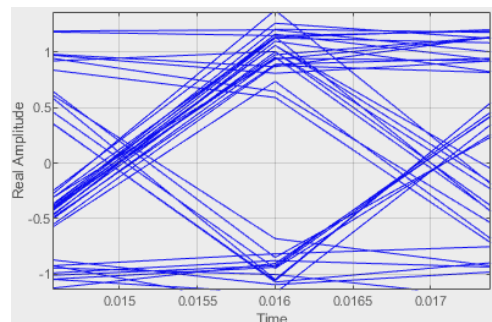


Рис. 3. Око діаграма моделі (рис.1)

Значення комплексної амплітуди радіосигналу представляються у вигляді точок на двовимірній діаграмі. На діаграмі показані всі значення, які можуть бути обрані даною схемою маніпуляції. Сигнальні сузір'я, отримані в результаті вимірювання комплексної амплітуди радіосигналу, можуть використовуватися для визначення типу маніпуляції, роду інтерференції і рівня спотворень.

Око-діаграма (eye diagram) – це поширений індикатор якості сигналів в високошвидкісних цифрових системах передачі. Осцилограф формує око-діаграму, накладаючи розгортки різних сегментів довгого потоку даних, керовані головним джерелом синхронізації. Фронт запуску може бути позитивним або негативним, але відображається імпульс, який з'являється після періоду затримки, може йти в будь-якому напрямку; немає способів заздалегідь дізнатися значення довільного біта. Отже, коли накладено багато таких переходів, позитивні і негативні імпульси накладаються один на один. Накладання багатьох бітів дає око-діаграму.

В ідеальному випадку око-діаграми мають вигляд прямокутника. У реальності канали зв'язку не ідеальні, тому переходи не вирівняні один з одним, і в результаті виходить малюнок у формі ока. Форма

око- діаграми на осцилографі буде залежати від різних типів сигналів запуску, таких як сигнал запуску з тактовою частотою потоку, сигнал запуску з поділеною тактовою частотою потоку, запуск по кодовій комбінації.

Причини помилок фази і частоти несучої: локальний генератор передавача, що використовуються для модуляції і перетворення з підвищенням частоти; локальний генератор приймача, що використовуються для перетворення з пониженням частоти і демодуляції; підвищуючі / понижуючі перетворювачі в повторювачах; доплерівській зсув частоти в мобільних каналах

Передавач цифрової системи зв'язку з модуляцією 4-QAM і наявністю зміщення фази і частоти у каналі зв'язку приведений на рис. 4

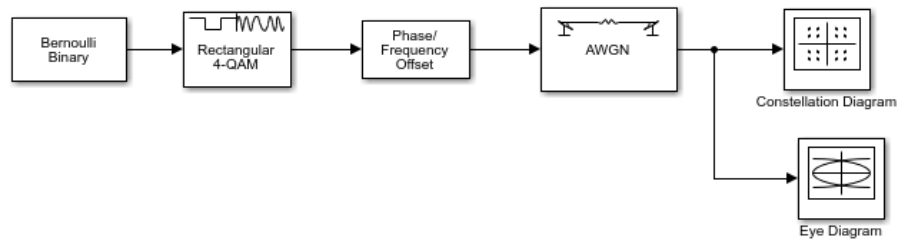


Рис. 4. Simulink модель передавача цифрової системи зв'язку з наявністю зміщення фази і частоти в каналі передачі

Фазова помилка несучої відповідає повороту сузір'я: $\overline{A}_k = e^{j\varphi} A_k$.

Для моделі рис. 4, сигнальне сузір'я приведено на рис. 5. Око діаграма приведена на рис. 6.

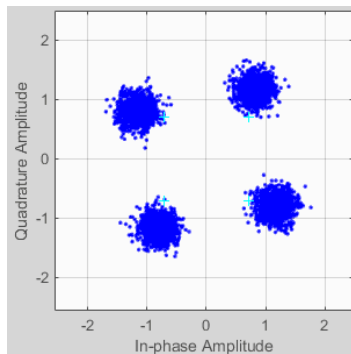


Рис. 5. Сигнальне сузір'я моделі (рис. 4) з наявністю Phase Offset=10°

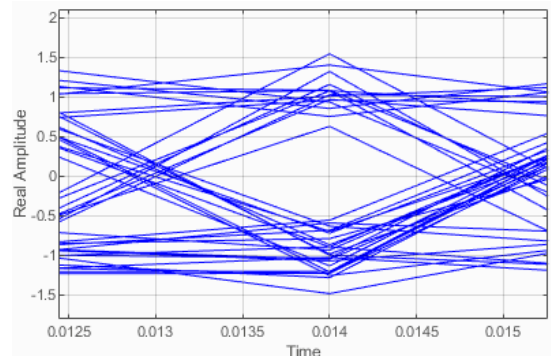


Рис. 6. Око діаграма моделі (рис.4) з наявністю Phase Offset=10°

Наявність зміщення частоти Frequency Offset=0,0001 викликає обертання сузір'я проти годинникової стрілки. Для моделі рис. 4 в цьому випадку сигнальне сузір'я приведено на рис. 7. Око діаграма – на рис. 8.

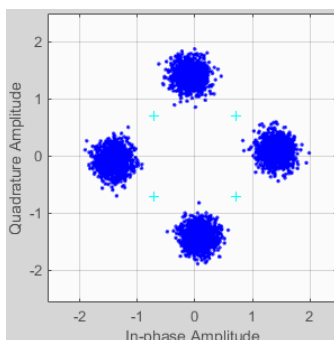


Рис. 7. Сигнальне сузір'я моделі (рис. 4) з наявністю Frequency Offset=0,0001

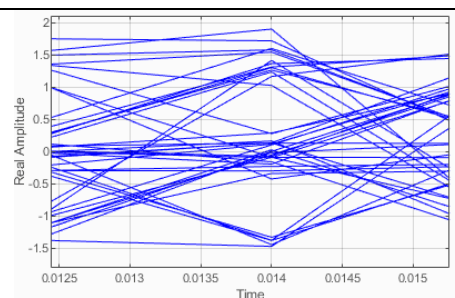


Рис. 8 Око діаграма моделі (рис.4)

Помилка несучої частоти $\Delta\omega$ відповідає обертанню сузір'я в часі $\overline{A}_k = e^{jKT\Delta\omega} A_k$. Ці ефекти можуть бути компенсовані комплексним множником, що додається при обробці радіосигналу.

Передавач цифрової системи зв'язку з модуляцією 4-QAM і додаванням фазового шуму у каналі

передачі приведений на рис. 9

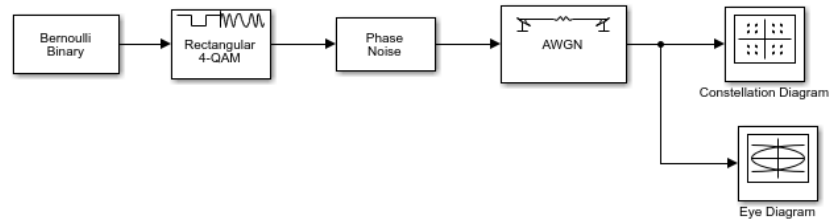


Рис. 9. Simulink модель передавача цифрової системи зв'язку з наявністю фазового шуму

Блок Phase Noise додає фазовий шум до комплексної згинаючої вузькосмугового сигналу.

Параметри фазового шуму:

Phase noise level [-60, -80] dBc/Hz; Frequency offset [20, 200] Hz; Sample rate 1024 Hz; Initial seed

2137.

Для моделі рис. 9, сигнальне сузір'я приведено на рис. 10. Око діаграма приведена на рис. 11.

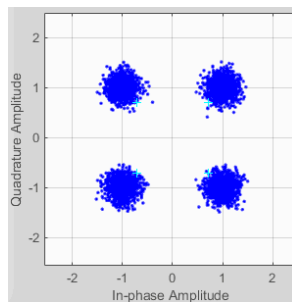


Рис. 10. Сигнальне сузір'я моделі (рис. 9)

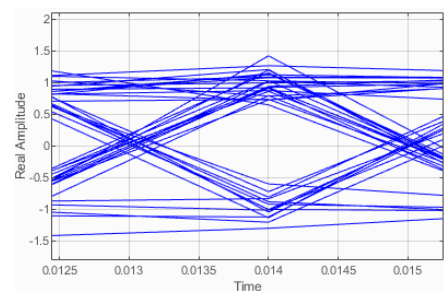


Рис. 11. Око діаграма моделі (рис.9)

Передавач цифрової системи зв'язку з модуляцією 4-QAM при передачі по каналу зв'язку з відношенням сигнал-шум 40 dB і наявністю I/Q Imbalance приведений на рис. 12.

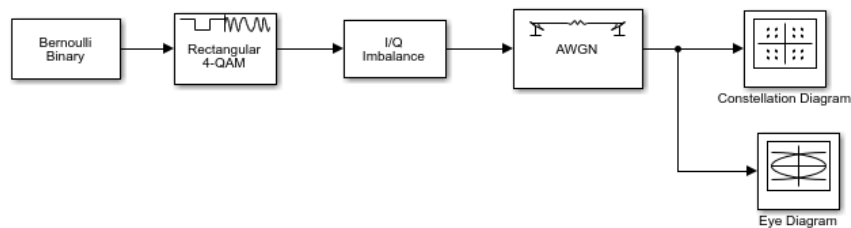


Рис. 12. Simulink модель передавача цифрової системи зв'язку з наявністю дисбалансу квадратурних складових сигналу

Метод безпосередньої модуляції з використанням комплексних сигналів все частіше застосовується при реалізації сигнальних трактів передавачів в базових станціях систем стільникового зв'язку, системах WiMAX, бездротових системах, тощо. Даний метод полягає в безпосередній модуляції височастотної несучої квадратурними (IQ) сигналами з виходу цифро-аналогового перетворювача (архітектура прямого перетворення), що позбавляє від необхідності в проміжному каскаді ПЧ і супутніх схемах фільтрації.

Для моделі рис. 12 при amplitude Imbalance 10 dB, сигнальне сузір'я приведено на рис. 13. Око діаграма приведена на рис. 14.

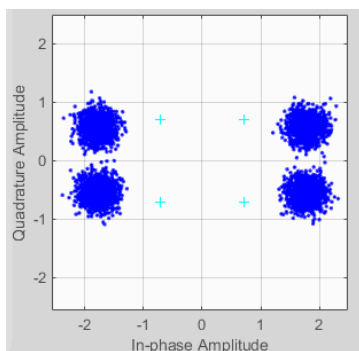


Рис. 13. Сигнальне сузір'я моделі (рис. 12)

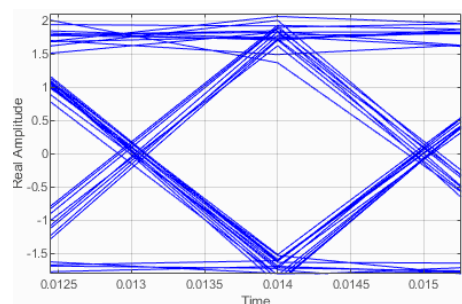


Рис. 14. Око діаграма моделі (рис.12)

Через неідеальність компонентів аналогової частини системи зв'язку з'являється дисбаланс

синфазної і квадратурної складових сигналу. Передбачається, що в цифровій області квадратурні сигнали ідеально узгоджені. Таким чином, обговорювані джерела неузгодженості мають місце тільки в аналоговій частині сигнального тракту.

Висновки

Проведено дослідження якості сузір'я і око-діаграм на вході приймача цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності частотного і фазового зміщення модульованого сигналу, фазового шуму. Енергетична ефективність не когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при виникненні фазового зміщення 30° у середовищі розповсюдження зменшується на 10 дБ. Наявність зміщення частоти суттєво впливає на енергетичну ефективність системи зв'язку. Енергетична ефективність цифрової системи зв'язку зменшується на 10 дБ при виникненні зміщення частоти 0,1 Гц і відсутності символної синхронізації. Наявність зміщення фази у каналі зв'язку приводить до повороту сигнального сузір'я, наявність зміщення частоти – до обертання сигнального сузір'я цифрової модуляції проти годинникової стрілки. Через неідеальність компонентів аналогової частини системи зв'язку з'являється дисбаланс синфазної і квадратурної складових сигналу з цифровою модуляцією. В цифровій області квадратурні сигнали узгоджені. Недостатнє придушення дзеркального каналу викликає погіршення модуля вектора помилки (Error Vector Magnitude, EVM) в приймачі, що, призводить до підвищення частоти появи помилкових бітів (BER).

Література

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ Б. Скляр. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь / Д. Прокис. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Кичак В.М. Оцінка впливу кількісних характеристик зміни інформаційного параметра на завдостійкість каналів зв'язку з КАМн //Вісник Хмельницького національного університету №4, 2012. С. 59-62
4. Кичак В.М. Оцінювання бітових помилок при різних видах демодуляції дискретних сигналів /В.М. Кичак, В.Д. Тромсюк //Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. - №63. С. 55-63.

References

1. Sklyar B. Tsifrovaia sviaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye / B. Sklyar. Izd. 2-e, ispr.: Per. s angl. – М.: Izdatelskiy dom «Viliams», 2003. – 1104 s.
2. Procis D. Tsifrovaia sviaz / D. Procis. Per. s angl./ Pod red. D.D. Klovskogo. – М.: Radio i sviaz, 2000. – 800 s.
3. Kichak V.M. Otsinka vplyvu kilkisnykh kharakteristik zminy informatsiyinogo parametra na zavadostiyikist kanaliv zvyazku z QAM // Visnyk KHNY. Tekhnichni nauky №4, 2012 – S. 59-62.
4. Kichak V.M. Otsiniyvannia bitovykh pomylok pry riznykh vyдах demoduliatsii dyskretnykh sygnaliv / V.M. Kichak, V.D. Tromsiuk //Visnyk Natsionalnogo tekhnichnogo universytetu Ukrainy “KPI”. Seriiia – Radiotekhnika. Radioaparatebuduvannia/ - 2015. – N63. S. 55-63.

Завідувачу кафедри телекомунікацій
та радіотехніки
д.т.н., професору Бойку Ю.М.
здобувача вищої освіти
Воєводко О.В.
ФПКТС, гр. ТРМ-19-1

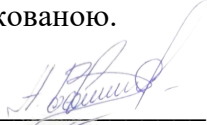
ЗАЯВА

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. 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 моєї роботи 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.

23 листопада 2020 р.
дата


підпис

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 1.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 10%

ID: 82566 Название: Моделювання спотворень сигналу у каналі передачі і їх впливу на коефіцієнт бітових помилок цифрової системи зв'язку Добавлено в БД: 2020-12-05 Авторы: Восовдо Олександр Вячеславович Руководители: Пятін Ілля Станіславович Консультанты: Оponentы: Полікарівських Олександр Ілліч	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	88902	830	3886 (4%)	43 (5%)

ID	Источник плагиата Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы



Ім'я користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

Дата перевірки:
05.12.2020 13:58:06 EET

Дата звіту:
12.12.2020 17:44:39 EET

ID перевірки:
1005373903

Тип перевірки:
Doc vs Internet

ID користувача:
100005656

Назва документа: **Восовдо О.В._ТРМ-19-1**

Кількість сторінок: 92 Кількість слів: 14227 Кількість символів: 101249 Розмір файлу: 5.68 MB ID файлу: 1005666147

13.4% Схожість

Найбільша схожість: 6.16% з Інтернет-джерелом (<http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/5283/1/17.pdf>)

13.4% Джерела з Інтернету 77 Сторінка 94

Пошук збігів з Бібліотекою не проводився

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнено

Посилання 1 Сторінка 94

0.2% Вилучень

Деякі джерела вилучено автоматично (фільтри вилучення: кількість знайдених слів є меншою за 9 слів та 0%)

0.2% Вилучення з Інтернету 142 Сторінка 95

Немає вилучених бібліотечних джерел

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи 26

РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТА РАДІОТЕХНІКИ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

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

Назва: Моделювання спотворень сигналу у каналі передачі і їх впливу на коефіцієнт бітових помилок цифрової системи зв'язку

Автор: Воєводко Олексій Вячеславович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.т.н., доцент Пятін Ілля Станіславович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

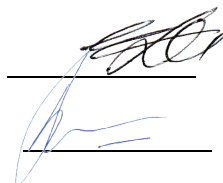
№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське 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	відповідає
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 укріплення 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 13,4% та мають посилання на приведений список літературних джерел.

«07» грудня 2020 р.

Науковий керівник

Завідувач кафедру ТР



Пятін І.С.

Бойко Ю.М.

Рецензія опонента

на дипломну роботу магістра Воєводко О.В. за темою:
«Моделювання спотворень сигналу у каналі передачі і їх впливу на
коефіцієнт бітових помилок цифрової системи зв'язку»

Передача інформаційного сигналу каналом зв'язку супроводжується загасанням, додаванням адитивного білого гаусового шуму, дією промислових, атмосферних завад. Для систем рухомого зв'язку характерне багатопроменеве приймання сигналів і якість сигналу на вході приймача впливає на якість зв'язку, тому тема роботи актуальна.

Наукова новизна полягає у оцінці енергетичної ефективності когерентних цифрових систем зв'язку з QPSK модуляцією і наявністю зміщення частоти і фази в каналі зв'язку.

Перший розділ присвячений визначенню параметрів радіоканалу в системах мобільного зв'язку. Механізм поширення радіохвиль в системах зв'язку може бути представлений відображенням, дифракцією і розсіюванням. Процес поширення радіохвиль над поверхнею Землі нерозривно пов'язаний з явищем поглинання енергії хвилі і втратами енергії.

Другий розділ присвячений аналізу принципів побудови цифрових систем зв'язку. Фільтрація необхідна для вилучення небажаних високочастотних складових і формування імпульсу. Вирівнювання – це різновид фільтрації, що використовується для видалення всіх ефектів погіршення якості сигналу, причиною яких міг бути канал.

Третій розділ присвячений дослідженню спотворень сигналів у Матлаб. Наявність зсуву фази у каналі зв'язку приводить до повороту сигнального сузір'я, наявність зсуву частоти – до обертання сигнального сузір'я цифрової модуляції проти годинникової стрілки. Через неідеальність компонентів аналогової частини системи зв'язку з'являється дисбаланс синфазної і квадратурної складових сигналу з цифровою модуляцією. В цифровій області квадратурні сигнали узгоджені.

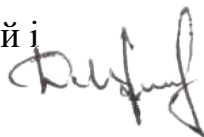
Четвертий розділ присвячений дослідженню впливу змін умов розповсюдження сигналу. Проведено дослідження енергетичної ефективності когерентної цифрової системи зв'язку з модуляцією QPSK при наявності зміщення фази і частоти у середовищі розповсюдження.

За змістом робота є закінченою, викладення матеріалу послідовне і логічне. Наведені у роботі формули, моделі та висновки мають достатнє обґрунтування та пояснення. Мова викладення роботи є технічно грамотною та зрозумілою.

Серед недоліків роботи можна відмітити недостатньо розгорнутий аналіз багатопробного приймання сигналів і їх відображення у Simulink-моделях.

В цілому, магістерська робота виконана на сучасному науково-технічному рівні і заслуговує оцінку «добре», а Воеводко О.В. – присвоєння кваліфікації магістра з спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка».

Доцент кафедри автоматизації,
комп'ютерно-інтегрованих технологій і
телекомунікацій, к.т.н., доц.



Макаришкін Д.А.