

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 Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені

ДРТР.2017034.01.06.ПЗ

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


підпис

Ю. О. Білаш
Ініціали, прізвище

Керівник: канд. техн. наук, доц.


підпис

І.С. Пятін
Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.


підпис

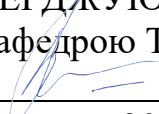
Ю.М. Бойко
Ініціали, прізвище

«05» грудня 2020 р.

Хмельницький, 2020

Хмельницький національний університет

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій 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

Білаш Олександр Юрійович

1 Тема роботи: Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені

керівник роботи Пятін Ілля Станіславович, к.т.н, доцент

Затверджено наказом по університету від «1» вересня 2020р. № 118.

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 30.11.2020р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: вивчення можливостей виділення спектральної густини потужності випадкового сигналу, що наводиться на антені цифрової системи зв'язку.

Об'єкт дослідження: процес передачі і приймання модульованих сигналів у цифрових системах зв'язку.

Предмет дослідження: методи та засоби виділення спектральної густини потужності.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити)
Аналіз шумів у системах зв'язку. Математичні моделі широкосмугових сигналів. Моделювання каналів зв'язку з адитивними і мультиплікативними завадами. Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені

Завдання отримав
Науковий керівник




ЗМІСТ

Вступ.....
1 Аналіз шумів у системах зв'язку.....
1.1 Аналіз шумів на вході приймача
1.2 Моделювання каналів зв'язку з адитивними і мультиплікативними завадами
Висновки до першого розділу.....
2 Математичні моделі широкосмугових сигналів.....
2.1 Спектр сигналу з двопозиційною фазовою маніпуляцією.....
2.2 Сигнали з двопозиційною частотною маніпуляцією.....
2.3 Квадратурна фазова модуляція.....
Висновки до другого розділу.....
3 Моделювання каналів зв'язку з адитивними і мультиплікативними завадами.....
3.1 Модель приймання сигналів
3.2 Узагальнена модель цифрової системи передачі інформації.....
3.3 Оцінка ймовірності бітової помилки. Код Грея.....
3.4 Білий шум.....
3.5 Релеєвський шум
3.6 Шумова смуга приймального пристрою
3.7 Міжсимвольна інтерференція
Висновки до третього розділу.....
4 Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені.....
4.1 Оптимальний фільтр Вінера.....
4.2 Лінійний еквалайзер.....
4.3 Модель каналу зв'язку з QPSK.....
Висновки до четвертого розділу.....

Висновки.....	
Перелік джерел посилання.....	
Додаток А. Презентація.....	
Додаток Б. Апробація роботи.....	

ВСТУП

Актуальність теми

Для отримання характеристик випадкового сигналу, що наводиться на антені, необхідно досліджувати у часовій і частотній областях двокомпонентний (векторний) процес, який відображає зміни в часі його амплітуди і фази. Засоби цифрової обробки сучасних векторних аналізаторів сигналів дозволяють реєструвати подібні процеси і виділяти всю інформацію про параметри прийнятого сигналу. Ці можливості заслуговують на увагу фахівців з радіоконтролю з урахуванням проблем, які виникають при аналізі сигналів сучасних систем з часовим і кодовим поділом каналів, псевдовипадковою перебудовою частоти і цифровою модуляцією.

Аналіз параметрів радіосигналів поряд з їх виявленням становить одну з основних операцій радіоконтролю. У процесі аналізу оператор або комп'ютерна програма визначають характеристики виявленого радіосигналу, такі як несуча частота, рівень, форма і ширина спектра, параметри модуляції тощо. Результати цих вимірювань використовуються для перевірки відповідності параметрів контрольованих систем встановленим нормам або служать вихідними даними для процедур класифікації та ідентифікації сигналів і радіосистем, в яких ці сигнали використовуються.

Щоб отримати детальну інформацію про прийняті сигнали, необхідно досліджувати їх поведінку в часі і виконати спектральний аналіз в частотній області. Якщо виявлений сигнал модульований, потрібно визначити вид модуляції і оцінити часові і частотні параметри модульованих сигналів.

Для вимірювання всієї сукупності параметрів системи контролю радіосигналу доводиться використовувати декілька спеціалізованих приладів: аналізатори спектру, вимірювальні приймачі та аналізатори модуляції.

У частотній області для досліджень форми спектра, вимірювання рівнів і несучих частот радіосигналів використовуються головним чином послідовні

аналізатори спектра. Для дослідження потрібна наявність на вході смугових фільтрів (для виконання попередньої вибіркової частоти яких перебудовується, що істотно підвищує завадозахищеність в умовах щільного завантаження радіодіапазонів, характерних для задач радіоконтролю. Калібрований за коефіцієнтом підсилення і частотою тракт вимірювального приймача використовується для оцінки рівнів і частот радіосигналів і має в своєму складі декілька стандартних демодуляторів для дослідження характеристик модуляції прийнятого сигналу у часовій області. Разом з тим, можливості аналізу сигналів в частотній області у приладів цього класу, як правило, обмежені.

Процес вимірювань параметрів радіосигналу цифровим векторним аналізатором складається з двох етапів: реєстрації та обробки. На першому аналізатор виділяє, перетворює в цифрову форму і поміщає в пам'ять реалізацію комплексної огинаючої радіосигналу заданої тривалості. На другому отримані дані обробляються і готуються до відображення. Обробка (наприклад, обчислення спектра) поточної реалізації може виконуватися паралельно з процесом реєстрації наступної. Якщо час обчислень і передачі результатів споживачеві менше тривалості окремої реалізації, аналіз буде виконуватися без пропусків у реальному часі. Такий режим використовується для безперервного відображення і демодуляції стаціонарних процесів. У деяких випадках, наприклад при аналізі імпульсних або одноразових сигналів в пам'яті реєструються тільки окремі часові фрагменти, обробка яких може займати значний час. У цьому режимі вдається істотно розширити смугу аналізованих частот, причому тривалість досліджуваного фрагмента визначатиметься ємністю пам'яті цифрового сигнального процесора.

Мета і задачі дослідження.

Метою роботи є вивчення можливостей виділення спектральної густини потужності випадкового сигналу, що наводиться на антені цифрової системи зв'язку. Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання:

- провести огляд методів визначення спектральної густини потужності;

– розглянути і проаналізувати структурну схему системи зв'язку з виділенням спектральної густини потужності;

– дослідити модель системи зв'язку з виділенням спектральної густини потужності.

Об'єкт дослідження – процес передачі і приймання модульованих сигналів у цифрових системах зв'язку.

Предмет дослідження – методи та засоби виділення спектральної густини потужності.

Методи досліджень. Для вирішення поставлених наукових завдань використовується математичний апарат теорії цифрової обробки сигналів, статистичного оцінювання, теорії приймання та оброблення сигналів.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше проведена оцінка гармонійних спотворень, що призводять до появи завади від сусідньої смуги для досліджуваної системи зв'язку.

2. Набув подальшого розвитку метод виділення спектральної густини потужності сигналу на антені.

Практичне значення одержаних результатів:

Проведене дослідження методів виділення спектральної густини потужності сигналу на антені дозволяє зменшити коефіцієнт бітових помилок цифрової системи зв'язку.

Публікації. Результати дипломної роботи магістра опубліковані у матеріалах науково-практичної конференції МНІС ІІІ-2020.

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 АНАЛІЗ ШУМІВ У СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Аналіз шумів на вході приймача

Електричний шум визначається як будь-яка небажана електрична енергія, яка потрапляє в межі смуги пропускання каналу зв'язку. Наприклад, в звукозапису будь-які електричні сигнали, які потрапляють в смугу звукових частот від 0 Гц до 15 кГц, надають заважаючий вплив на музичний сигнал і сприймаються як шум. Зигзагоподібна крива, яка додається до синусоїди показує електричні завади, які мають різні частоти і різну амплітуду, які, змішуючись з сигналом, знижують його якість.

Шум може бути розділений на дві основні категорії: корельований і некорельований шум. Під кореляцією мається на увазі якась залежність між сигналом і шумом. Тому корельований шум існує тільки в разі присутності корисного сигналу. Некорельований шум присутній весь час, незалежно від того, є сигнал чи ні.

Некорельований шум присутній в системі незалежно, є сигнал чи ні. Некорельований шум може бути поділений на дві основні категорії: зовнішній і внутрішній.

Зовнішній шум - це шум, який створений поза пристроїв або каналів. Прийнято виділяти три типи джерел зовнішнього шуму: атмосферний шум, позаземний шум і шум штучного походження.

Атмосферні завади утворюються при природних електричних збуреннях в земній атмосфері. Атмосферні завади називаються статичною електрикою і знайомі нам по шуму і тріску, часто чутному з гучномовця радіоприймача при відсутності сигналу радіостанції. Основним джерелом атмосферних завад є блискавки. Ці завади, як правило, мають імпульсну природу, і їх енергія розподіляється в широкому діапазоні частот. Однак величина цієї енергії обернено пропорційна її частоті, і тому на частотах понад 30 МГц атмосферні завади відносно слабкі.

Позаземний шум складається з електричних сигналів, які виникають за межами земної атмосфери, і тому іноді називається шумом глибокого космосу. Позаземний шум утворюється в надрах Чумацького Шляху, інших галактиках і на Сонце. Позаземний шум ділиться на дві категорії: сонячний і космічний.

Радіовипромінювання Сонця виникає безпосередньо з його теплової енергії. Радіовипромінювання Сонця може мати два стани: спокійний стан, коли інтенсивність випромінювання має відносно постійну величину, і стан підвищеної активності, обумовлене випадковими збуреннями, дією сонячних плям і спалахів на Сонці. Підвищення шуму, викликане дією сонячних плям, має циклічний характер і повторюється кожні 11 років.

Джерела космічного шуму безперервно розподілені по галактиках. Оскільки джерела галактичного радіовипромінювання розташовані набагато далі, ніж Сонце, їх шумова інтенсивність відносно мала. Космічне радіовипромінювання (шум чорного тіла) розподілено досить рівномірно по всьому небу.

Штучний шум - це шум, який обумовлений результатами людської діяльності. Основні джерела штучного шуму - пристрої, що створюють іскрові розряди, наприклад, перемикачі електродвигунів, системи запалювання автомобілів, генератори змінного струму, комутаційна апаратура та стартери ламп денного світла. Штучний шум має імпульсну природу і займає широкий діапазон частот. Штучний шум найбільш інтенсивний в щільно населених і індустріальних областях і тому іноді називається індустріальними завадами.

Внутрішній шум - це електрична завада, що виникає в межах пристрою або схеми. Розрізняють види внутрішнього шуму: дробовий шум, шум перенесення і тепловий шум.

Дробовий шум викликаний випадковим рухом носіїв зарядів (електронів і дірок) електронних пристроїв, таких як діод, польовий або біполярний транзистор. Дробовий шум був спочатку виявлений в анодному

струмі лампового підсилювача. Переміщення носіїв електричних зарядів, як змінного, так і постійного струму, не має безперервного і плавного характеру; в силу різних випадкових процесів напрямок їх руху може відхилятися від основного напрямку, що і створює шумову компоненту струму. Дробовий шум називають флуктуаційним шумом.

Шум перенесення. Будь-які зміни потоку носіїв заряду, що виникають при проходженні від входу до виходу пристрою, наприклад, від емітера до колектора транзистора, у вигляді випадкових, неперіодичних відхилень, відносять до шумів перенесення. Якщо час проходження носіїв в пристрої можна порівняти з періодом сигналу, то вплив шуму перенесення стає помітним. Час прольоту в транзисторі визначається рухливістю носіїв, напругою зміщення і конструкцією транзисторів. При проходженні від емітера до колектора носії витрачають певний час на проходження і затримки в емітері, базі і колекторі. Якщо шум перенесення зростає зі збільшенням частоти, то пристрій буде вносити більше шум, а не підсилювати сигнал.

Тепловий шум пов'язаний з швидким і випадковим переміщенням електронів в провіднику під дією теплового збурення. Електрони в провіднику несуть негативний одиничний заряд, а середньоквадратична швидкість електрона пропорційна абсолютній температурі. Отже, кожен проліт електрона між зіткненнями з молекулами є короткий імпульс струму, який індукує мала напруга уздовж провідника. Оскільки цей тип електронного переміщення повністю випадковий у всіх напрямках, то його іноді називають випадковим шумом. Для випадкового шуму сумарне переміщення всіх електронів дорівнює нулю, і, отже, результуючий середній струм (усереднений на досить великому проміжку часу) теж буде дорівнювати нулю. Однак при вимірах на більш коротких часових інтервалах (порівнянних з часом прольоту електрона між двома зіткненнями) видно змінна складова струму, що має випадковий, шумоподібний характер.

Тепловий шум присутній у всіх електронних компонентах. Оскільки тепловий шум рівномірно розподілений в електромагнітному діапазоні

частот, його часто називають білим шумом. Тепловий шум можна розглядати як форму адитивного шуму, оскільки його не можна усунути. Його інтенсивність зростає зі збільшенням числа пристроїв і дальності передачі. Тепловий шум накладає обмеження на характеристики системи зв'язку.

Змінна складова струму, пов'язана з тепловими збуреннями, має кілька назв, в тому числі теплової шум (залежить від температури), броунівський шум, шум Джонсона (броунівський рух частинок пов'язаний з рухом електронів), і, білий шум (через рівномірний розподілу спектральних складових у всьому діапазоні частот).

Корельований шум – це різновид внутрішнього шуму, який довільно залежить від основного сигналу і не може бути присутнім, якщо нема основного сигналу. Корельований шум утворюється при проходженні сигналу через нелінійні елементи кола і складається з гармонійних і інтермодуляційних спотворень. Нелінійні спотворення складаються з небажаних частот, які присутні у сигналі і спотворюють його параметри.

Гармонійні спотворення утворюються, коли синусоїдальний сигнал проходить через коло з нелінійною передаточною функцією. При цьому крім основної гармоніки сигналу з'являються додаткові складові, які були відсутні у вхідному сигналі. Гармоніка синусоїдального сигналу – це сигнал з частотою, кратною частоті початкового сигналу. Початковий сигнал представляє собою першу гармоніку. Сигнал з частотою, вдвічі більшою ніж частота початкового сигналу, є другою гармонікою, в три рази – третьою гармонікою.

Існують різні порядки нелінійних спотворень. Якщо розглядаються відношення середньоквадратичного значення другої гармоніки до середньоквадратичного значення основної гармоніки – це нелінійні спотворення другого порядку. Краща величина для опису нелінійних спотворень – коефіцієнт гармонік, який дорівнює відношенню суми квадратів середньоквадратичних значень всіх вищих гармонік до ефективного значення першої гармоніки.

Імпульсні завади характеризуються високими максимальними значеннями на коротких проміжках часу – і, як наслідок – широким спектральним складом. Основним джерелом імпульсних завад є перехідні процеси в електромеханічних переключниках, електродвигунах, побутових приладів, світильниках, лініях електропередачі, автомобільних системах зажигання, грозових розрядах, тощо.

Перехідні завади – одна з форм зовнішнього шуму. Електричні перехідні завади – це процес, при якому сигнал одного джерела виходить за межі смуги частот свого каналу і стає завадою для сигналів інших джерел. Перехідні завади з'являються, якщо гармоніка, або комбінаційна складова від одного джерела попадає в смугу пропускання сусіднього каналу. Наприклад, радіостанції середніх хвиль працюють в діапазоні від 27 до 28 МГц. Частоти їх других гармонік потрапляють в межі діапазона 54-55 МГц, відведеного для телевізійного мовлення.

1.2 Моделювання каналів зв'язку з адитивними і мультиплікативними завадами

На практиці важливою областю є моделювання засобів передачі інформації (ЗПІ) на спеціалізованих комплексах або стендах. Для створення подібних комплексів необхідні математичні моделі радіоканалів і їх реалізація в імітаторах каналів зв'язку, і саме вони в значній мірі визначають ефективність і достовірність результатів напівнатурного моделювання.

Основна вимога до вибору й обґрунтуванню математичної моделі - це величина апіорної похибки моделювання, що виникає внаслідок неадекватності реалізованої математичної моделі реальному каналу зв'язку.

В даний час існують різні методи моделювання радіоканалів (наприклад, фізичне моделювання, метод записаного каналу, метод функціональної подібності, тощо).

Відповідно до положень теорії поширення радіохвиль, електромагнітні хвилі на вході приймача є суперпозицію багатьох хвиль, що приходять від антени передавача по найкоротшому шляху і прибувають з усіх інших напрямків через відбиття, дифракції, розсіяння, що виникають при взаємодії з різними об'єктами в навколишньому просторі. При цьому в спотвореному (прийнятому) сигналі з'являються індивідуально помітні імпульси. Це ефект багатопробеневого поширення. Саме тому поширення сигналу приблизно вважають багатопробеневим і моделюють сигнал, який приймається у вигляді суми різних сигналів.

Таким чином, сигнал в приймальній антені містить суму хвиль з різними затримками, амплітудами і фазами. Суперпозиція цих хвиль призводить до зміни амплітуди і фази сигналу.

Крім цього, різні компоненти сигналу можуть відчувати доплеровській зсув частоти різної величини, що обумовлено рухом мобільної станції або відбиваючих об'єктів. Навіть невеликі переміщення на відстані, співрозмірні з довжиною хвилі сигналу, що передається, можуть викликати суттєві зміни параметрів сигналу. Різні режими передачі дозволяють отримати компроміс між рівнем чутливості до міжсимвольної інтерференції і доплеровському зсуву частоти.

Сукупність усіх численних обставин призводить до того, що зміни параметрів радіохвиль випадкові і інтерференційна картина постійно змінюється, тобто є нестационарною. На практиці, для спрощення математичних розрахунків, на певних часових інтервалах процеси завмирань (спотворень) сигналу вважають локально стаціонарними.

При моделюванні мінливості напруженості поля сигналу в радіоканалі враховують втрати в тракті, які характеризуються як залежність падіння середньої потужності сигналу від відстані між передавачем і приймачем і виділяють наступні види завмирань (спотворень):

- швидкі (інтерференційні) завмирання - це завмирання, швидкість яких змінюється на відстані порядку довжини хвилі, що обумовлено в першу

чергу змінами фаз різних компонентів сигналу (і інших параметрів сигналу в часі), викликаних рухом абонента і багатопроменевим поширенням радіохвиль;

- повільні завмирання - це спотворення сигналу, які відбуваються на відстанях великої протяжності, перш за все, за рахунок зміни рівня втрат через затінення з навколишніми об'єктами (ці зміни викликаються об'єктами, такими як будівлі, пагорби, дерева і т.п., опиняються на шляху сигналу і обмежують пряму видимість між передавачем і приймачем), повільні завмирання сигналу можна інтерпретувати як зміни медіани (середнього рівня) випадкового процесу швидких завмирань, обумовлені змінами властивостей каналів поширення при тривалих сеансах зв'язку;

- селективно-частотні завмирання [4]; - селективно-тимчасові завмирання [4].

Для моделювання швидких завмирань використовують різні випадкові процеси, параметри яких, як зазначено вище, вибирають [4] в залежності від характеру траси між джерелом сигналу та приймачем, а також від взаємного розташування передавача і приймача. Так функції розподілу випадкового процесу вибираються відповідним чином для різних зовнішніх умов. Наприклад, умови можуть бути такими:

- передавач і приймач знаходяться в прямій радіовидимості, і додаткових відбитих сигналів немає;

- передавач і приймач знаходяться в прямій радіовидимості, і є відбиті сигнали;

- приймач знаходиться поза зоною прямої радіовидимості від передавача.

Завади (шуми природного і штучного походження), які накладаються на переданий радіосигнал, прийнято поділяти на адитивні та мультиплікативні.

В даний час на практиці за основу математичних моделей різних завмирань беруть багатопараметричні моделі, в яких адитивні і

мультиплікативні завади формуються як випадкові процеси з заданими статистичними характеристиками. Часто використовуються відомі функції розподілу Релея, Райса (узагальнений релеєвський розподіл), бімодальне, усічено-нормальне, усічений однобічний нормальний розподіл, розподіл Накагамі (m -розподіл), логарифмічно нормальний розподіл, комбінація релеївського і логарифмічно нормального розподілів завмирань сигналів.

Відома модель повільних завмирань, в якій щільність розподілу медіани випадкового процесу має вигляд:

$$w(x) = \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - m)^2}{2\sigma^2}}$$

де σ , m - математичне очікування і дисперсія сигналу.

З моделюванням швидких завмирань, поширення сигналу приблизно вважається багатопроменевим, і приймається сигнал моделюється як сума прийнятих сигналів і завад:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t)u(t-t_i)\cos[(\omega - \Omega_i)(t-t_i) + \varphi_i(t) + \Theta(t-t_i)] + n(t) + \sum_{i=1}^{k(t)} \xi_i(t) + p(t)$$

де позначено:

N - число променів розповсюдження;

$u(t)$, $\theta(t)$ - параметри сигналу, що передається;

$A_i(t)$ - модуль коефіцієнта передачі i -го променя;

t_i - затримка i -го променя (будемо вважати її постійною);

Ω_i - доплерівський зсув i -го променя;

ω - частота коливань несучої;

$\varphi_i(t)$ - зсув по фазі i -го променя;

$\xi_i(t)$ - імпульсні завади;

$k(t)$ - число імпульсних завад ξ_i ;

$p(t)$ - станційні завади;

$n(t)$ - білий шум.

Для моделювання каналу можна використовувати алгоритм формування двовимірною, в загальному випадку, семипараметричного (маточікування двох квадратурних процесів, їх дисперсії, коефіцієнти автокореляції та коефіцієнт взаємної кореляції цих процесів) нормального марківського випадкового процесу. Цей алгоритм може бути використаний для отримання широкого кола законів завмирань сигналу, в тому числі, частотних, що фізично реалізуються в природі і широко використовуваних дослідниками релеєвського, райсовського і одностороннього усіченого нормального. Це може бути покладено в основу програм формування різних законів завмирань сигналу і станційних завад.

Цікавим є підхід до моделювання різних видів завмирань реалізований в моделі для імітації радіоканалу у вигляді багатовідвідної лінії затримки сигналу з управлінням коефіцієнтами передачі у відводах за законами завмирань сигналу і подальшим підсумовуванням модельованих променів поширення. Канал моделюється з імітацією швидких, повільних і частотно-селективних завмирань. Запропоновано структурну схему для побудови широкосмугового імітатора швидких і повільних завмирань сигналу (з урахуванням селективно-частотних замирань).

Запропоновано функція розподілу як суперпозиція законів розподілу швидких і повільних завмирань.

У згаданих вище роботах [1-4] ми бачимо різні підходи до моделювання каналів зв'язку. Основною проблемою при виборі математичної моделі і її практичної реалізації в імітаторах радіоканалів, є оперативне управління параметрами формованих в них випадкових процесів, необхідних для імітації всіх видів завмирань. Повне рішення її ускладнене тим, що при моделюванні каналів потрібно керувати параметрами мультиплікативної

завади для кожного з модельованих променів, а також - параметрами адитивних завад.

Відомі моделі каналів зв'язку не є універсальними і не охоплюють всіх можливих видів впливів на сигнал, бо кожен конкретний канал радіозв'язку має низку властивих йому особливостей.

1.3 Математична модель сигналу

Якщо дійсна форма сигналу, що передається (амплітудно-фазова модуляція) має вигляд

$$s(t) = u(t) \cos[\omega t + \Theta(t)],$$

то комплексна форма запису сигналу визначається формулою

$$w(t) = u(t)e^{j(\omega t + \Theta(t))} = z(t)e^{j\omega t}.$$

Функція $z(t)$ називається комплексною обвідною сигналу.

В якості базової математичної моделі для сигналу $w(t)$ (в комплексній формі) можна вибрати наступну модель:

$$w(t) = \sqrt{EK_L} \sum_{i=1}^N \sqrt{p_i w_i} \left[\frac{K_i(t)}{\sqrt{R_i + 1}} + \sqrt{\frac{R_i}{R_i + 1}} D_i(t) \right] z(t - t_i) + n(t) + \lambda(t) + p(t).$$

де E - середня потужність сигналу, що передається;

$K_L(f, d, g)$ - коефіцієнт втрати потужності сигналу в тракті (залежить від несучої частоти, відстані між приймачем і передавачем, географічної сцени);

p_1, p_2, \dots, p_N - реалізації значень випадкової величини розподіленої по лог-нормальним законом (моделюють повільні завмирання променів в тракті);

w_1, w_2, \dots, w_N - ваги променів (моделюють розподіл енергії сигналу по променям);

N - кількість променів в каналі (пропонований діапазон зміни від 1 до 20);

t_i - часові затримки в променях;

$K_i(t)$ - випадкові процеси одиничної середньої потужності із заданою спектральною щільністю (моделюють доплерівській зсув частоти у відбитих променях);

$D_i(t) = e^{j(2f_i\pi t + v_i)}$ - детерміновані сигнали одиничної миттєвої потужності (моделюють доплерівський зсув в прямих променях), f_i - доплерівський зсув, v_i - початкова фаза;

R_i - коефіцієнти Райса (визначають розподіл потужності між прямою і відбитою частинами променя);

$n(t)$ - нормований білий шум (нормування задається параметром моделі каналу SNR - відношення сигнал / шум);

$\lambda(t)$ - пуассонівський потік реалізацій на проміжках часу (своєму для кожної реалізації) стаціонарного випадкового процесу із заданою середньою енергією (моделює імпульсні завади);

$p(t)$ - стаціонарний процес із заданою середньою енергією і автокореляційною функцією (моделює станційні завади).

Ця модель, з одного боку є досить адекватною реальності, а з іншого боку, обчислювальні проблеми для неї менше ніж у інтегральних моделях.

Розглянемо, перш за все, яким чином в запропонованій моделі реалізуються випадкові процеси, що моделюють білий шум, імпульсні і станційні радіозавади. Для цього необхідні датчики випадкових чисел (ДСЧ).

У якості генератора випадкових чисел можна використовувати блок Bernoulli Binary Generator, який генерує випадкові двійкові числа з використанням розподілу Бернуллі. Цей блок можна використовувати для генерації випадкових бітів даних для моделювання систем цифрового зв'язку

і отримання показників продуктивності, таких як частота помилок по бітам. Випадкова величина $X(t)$ маж розподіл Бернуллі, якщо вона приймає два значенні: 0 і 1.

Білий шум характерний тим, що він має компоненти усіх частот. Його кореляційна функція:

$$B_x(\tau) = \frac{W_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = W_0\delta(\tau),$$

де $\delta(\tau)$ - дельта функція

Для білого шуму з нескінченним і рівномірним спектром кореляційна функція дорівнює нулю для всіх значень τ , крім $\tau = 0$, для якого $B_x(0) \rightarrow \infty$.

Відповідно до обраної моделі для дійсного сигналу $s(t)$ імпульсна складова адитивної завади є пуасонівським потоком подій.

Пуасонівський потік – це потік однорідних подій, для якого число подій в інтервалі A не залежить від чисел подій в будь-яких інтервалах, які не перетинаються з A , і підпорядковується розподілу Пуассона. У теорії випадкових процесів описує кількість випадкових подій які настали і відбуваються з постійною інтенсивністю.

Імовірнісні властивості потоку Пуассона повністю характеризуються функцією $\Lambda(A)$, що дорівнює приросту в інтервалі A деякої загасаючої функції. Найчастіше потік Пуассона має миттєве значення параметра $\lambda(t)$ - функцію, в точках безперервності якої ймовірність події потоку в інтервалі $[t, t + dt]$ дорівнює $\lambda(t)dt$. Якщо A - відрізок $[a, b]$, то

$$\Lambda(A) = \int_a^b \lambda(t)dt.$$

У першому наближенні пропонується для імітації таких випадкових процесів використовувати відрізки довжини l реалізації білого шуму з відповідною середньою енергією. Для імітації такого випадкового процесу розглянемо дві некорельовані випадкові величини на відрізку $[-1, 1]$: $x_k^{(1)}$ і $x_k^{(2)}$. Фіксуємо константу $r < n$ і позначимо $\lambda = r/n$. Число λ будемо інтерпретувати як ймовірність того, що імпульс виникне на наступному за поточним проміжку часу довжини Δ . Нехай давач $x_k^{(1)}$ породжує білий шум:

$$w_p = \sqrt{3E\Delta} \sum_{k=1}^p x_k^{(1)},$$

а давач $x_k^{(2)}$ породжує послідовність Θ_k , де $\Theta_k = 1$, якщо $|x_k^{(2)}| \leq \lambda$ і

$\Theta_k = 0$, якщо $|x_k^{(2)}| > \lambda$. Тоді послідовність імпульсних завад формується

за наступним алгоритмом: якщо $\Theta_k = 1$, то в послідовність імпульсних завад вставляється відрізок ряду чисел w_k, \dots, w_{k+l-1} .

Реалізація стаціонарного процесу із заданою спектральною густиною. Розглянемо стаціонарний випадковий процес $\xi(t)$, що допускає таке спектральне подання:

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\lambda t} \varphi(\lambda) d\eta(\lambda),$$

$\eta(\lambda)$ - стаціонарний білий шум. Позначимо $S(\lambda) = |\varphi(\lambda)|^2$.

Кореляційна функція має вигляд:

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\lambda t} S(\lambda) d\lambda$$

і, таким чином, функція $S(\lambda)$ є спектральною густиною процесу $\xi(t)$. Зазначене спектральне подання дозволяє реалізувати цифровий доплерівський фільтр. Дійсно, задаючи ступінчасту апроксимацію спектральної густини і вважаючи її рівною 0 поза деякою смугою частот, ми одержимо представлення процесу $\xi(t)$ у вигляді кінцевої лінійної комбінації комплексних експонент з випадковими коефіцієнтами, що представляють собою некорельовані випадкові величини з нульовим середнім і дисперсіями, рівними значенням спектральної густини на деякій сітці частот (для випадку гаусового шуму ці випадкові величини нормально розподілені). Таким чином, досить реалізувати набір збільшень стандартного білого шуму, після чого обчислення значення процесу зводиться до деякого (Залежного від точності апроксимації спектральної густини) числа операцій складання і множення комплексних чисел.

Висновки до першого розділу

1. Гармонійні спотворення утворюються, коли синусоїдальний сигнал проходить через коло з нелінійною передаточною функцією. При цьому крім основної гармоніки сигналу з'являються додаткові складові, які були відсутні у вхідному сигналі.

2. Перехідні завади – одна з форм зовнішнього шуму. Електричні перехідні завади – це процес, при якому сигнал одного джерела виходить за межі смуги частот свого каналу і стає завадою для сигналів інших джерел. Перехідні завади з'являються, якщо гармоніка, або комбінаційна складова від одного джерела попадає в смугу пропускання сусіднього каналу.

3. Сигнал в приймальній антені містить суму хвиль з різними затримками, амплітудами і фазами. Суперпозиція цих хвиль призводить до зміни амплітуди і фази сигналу.

2 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

2.1 Спектр сигналу з двопозиційною фазовою маніпуляцією

Для передачі будь-якою системою зв'язку інформаційне повідомлення, яке представляє собою послідовність символів (чисел), необхідно перетворити в аналоговий сигнал - змінну протягом часу фізичну величину (напругу). Середовище розповсюдження здатне поширювати певну смугу частот, так що сформований аналоговий сигнал повинен цій смузі відповідати. Зазначене перетворення здійснюється шляхом модуляції. Зворотний процес носить назву демодуляції.

Для цифрових систем розрізняють два різновиди модуляції - низькочастотну (baseband) і смугову (passband). У першому випадку формується низькочастотний сигнал, спектр якого зосереджений в області низьких частот і займає смугу, приблизно рівну символній швидкості (несуче коливання в даному випадку не використовується). У другому випадку цифрове повідомлення використовується для управління параметрами несучого коливання, і ми отримуємо сигнал з смуговим спектром, зосередженим навколо заданої несучої частоти. В даному випадку символна швидкість також визначає ширину спектра сигналу.

Низькочастотна модуляція в літературі (для цифрової телефонії) іноді називається лінійним кодуванням (відноситься до поняття лінії передачі).

Види цифрової модуляції поділяють на два класи: лінійні і нелінійні.

У випадку лінійної модуляції сам сигнал (для низькочастотної модуляції) або його комплексна обвідна (для смугової модуляції) представляють собою лінійну комбінацію вкладів від окремих символів:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT),$$

де T - символний інтервал, $g(t)$ – форма імпульсу, що представляє окремий символ, a_k - коефіцієнти, що приймають значення з кінцевої множини \mathbf{A} , яку називають сигнальним сузір'ям (constellation). Ці коефіцієнти (символи) визначають передану цифрову інформацію.

Оскільки один символ містить m бітів, можливі $M = 2^m$ різних значень символу і, отже, сигнальне сузір'я має містити M точок: $\mathbf{A} = \{A_1, A_2, \dots, A_M\}$.

У разі низькочастотної модуляції коефіцієнти a_k і форма окремого імпульсу $g(t)$ є дійсними. Даний вид модуляції в багатьох джерелах називається амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ).

Сузір'я в даному випадку є одновимірним. За бінарною модуляцією коефіцієнти a_k зазвичай приймають значення ± 1 , при багатопозиційній найчастіше використовується рівномірна сітка (цілочисельні значення: $\pm 1, \pm 3, \pm 5$ і т. д.).

Цифрова модуляція представляє собою широкий клас методів, серед яких часто використовують фазову маніпуляцію. Не складною у практичному використанні є бінарна (двопозиційна - ДФМн) фазова маніпуляція. Математична модель ДФМн включає в себе два гармонійних сигнали, фази яких відрізняються на 180° :

$$s_{ДФМн}(t) = \sqrt{2P_0} \cos(2\pi f_0 t), \quad (2.1)$$

$$s_{ДФМн}(t) = \sqrt{2P_0} \cos(2\pi f_0 t + \pi) = -\sqrt{2P_0} \cos(2\pi f_0 t). \quad (2.2)$$

Для передачі символів (рис. 2.1, а) по каналу зв'язку, потрібно представити їх сигналом.

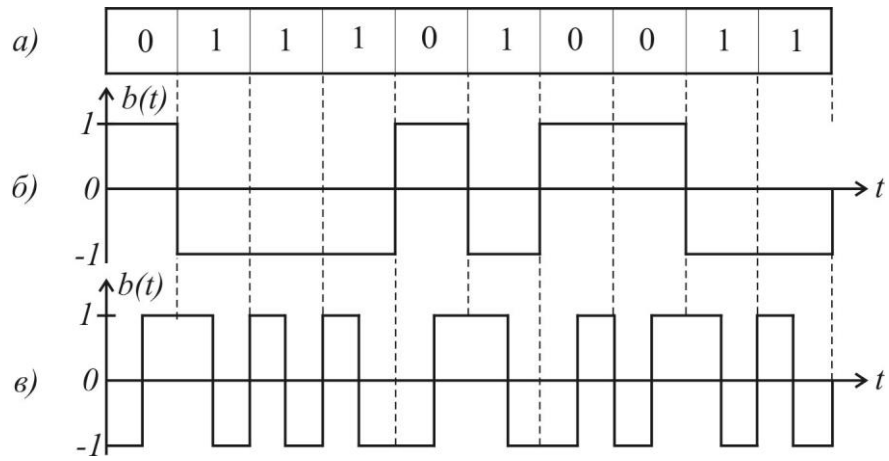


Рисунок 2.1 – Представлення послідовності символів (а) цифровими сигналами: імпульси з змінної полярності (б); манчестерське кодування (в)

Сигнали фазової маніпуляції можуть бути представлені наступними цифровими форматами даних:

- формат імпульсів, що мають різну полярність (рис. 2.1, б);
- формат імпульсів, які мають розщеплення фази, що називають Манчестерський код, (рис. 2.1, в).

Знайдем спектр сигналу з ДФМн. Спочатку визначимо спектр елементарного імпульсу, що входить у склад цифрового сигналу (рис. 2.2).

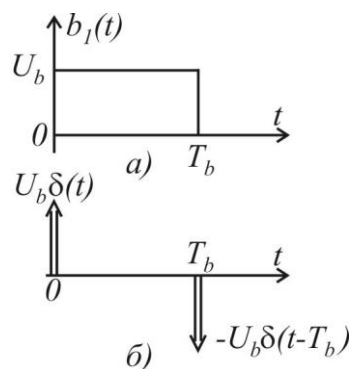


Рисунок 2.2 – Елементарний імпульс в складі цифрового сигналу:

- а) часова діаграма; б) похідна імпульсу за часом

Визначати спектр будемо через диференціювання в області часу, знаходження спектру похідної і переходом до первісної через інтегрування в області частоти. Математична модель похідної сигналу (рис. 2.2, б):

$$f(t) = U_b \cdot [\delta(t) - \delta(t - T_b)]. \quad (2.3)$$

Спектр похідної визначається виразом:

$$F(j\omega) = U_b \cdot [e^{-j\omega \cdot 0} - e^{-j\omega T_b}]. \quad (2.4)$$

Модуль спектра елементарного імпульсу визначається виразом:

$$|S(\omega)| = U_b T_b \frac{\sin(\omega T_b / 2)}{\omega T_b / 2} \quad (2.5)$$

Приведемо структури побудови пристроїв модуляції і демодуляції сигналів, що мають ДФМн. Модулятор ДФМн сигналу, що побудований на базі синтезатора частоти наведений на рис. 2.3.

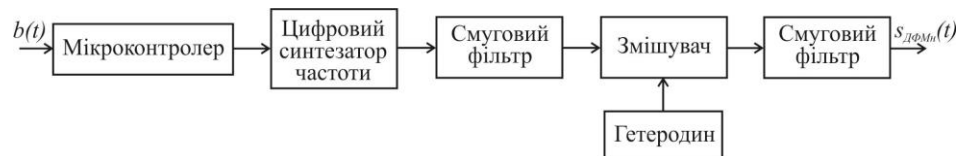


Рисунок 2.3- Пристрій для модуляції сигналу ДФМн

В якості демодулятора для сигналу ДФМн можна використовувати схему Костаса за рис. 2.4.

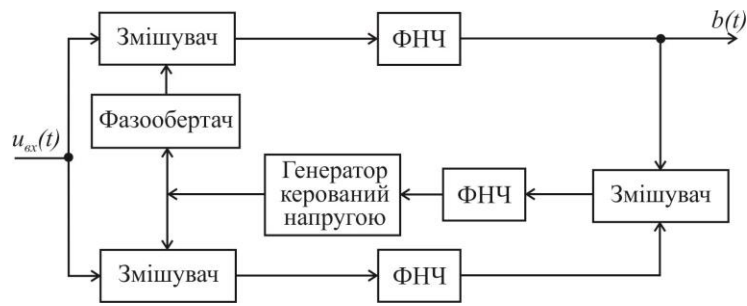


Рисунок 2.4- Схема Костаса для демодуляції сигналів ДФМн

Графік сигналу ДФМн, створений у середовищі Matlab приведений на рис. 2.5.

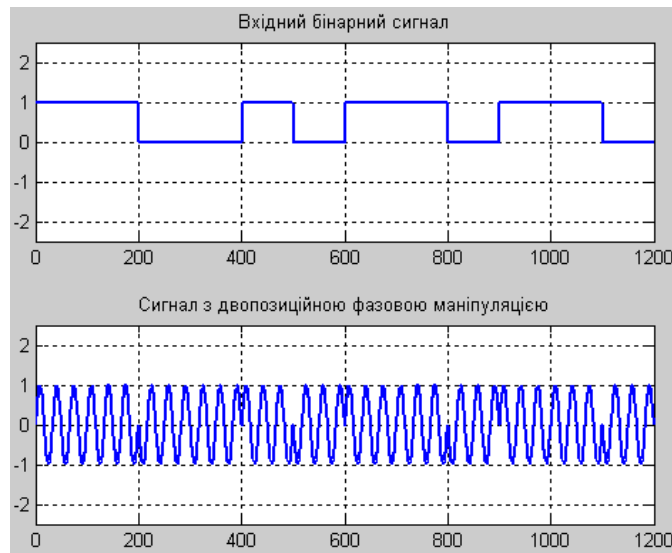


Рисунок 2.5 –Графіки зображення вхідного сигналу за зміною часу для ДФМн

Періодограма, що відображає спектр сигналу з фазовою маніпуляцією наведена на рис. 2.6.

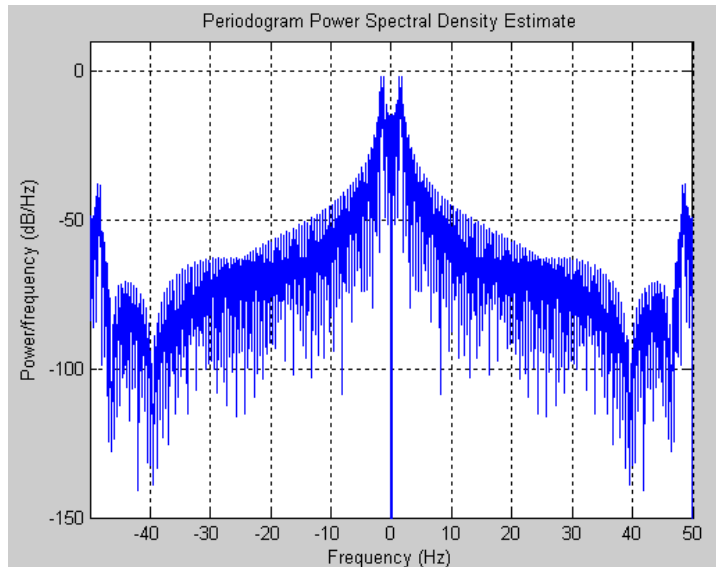


Рисунок 2.6-Періодограма у середовищі Matlab для ДФМн

Для багатопозиційної фазової маніпуляції (БПФМн), сигнальне сузір'я ФМ-8 приведено на рис. 2.7.

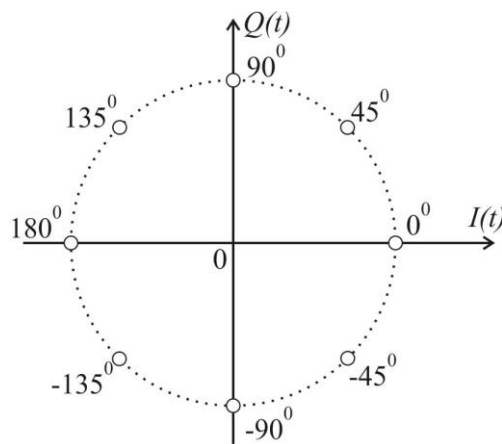


Рисунок 2.7- Сузір'я сигналу ФМ-8

Сигнал БПФМн при зміні часу зображений на рис. 2.8.

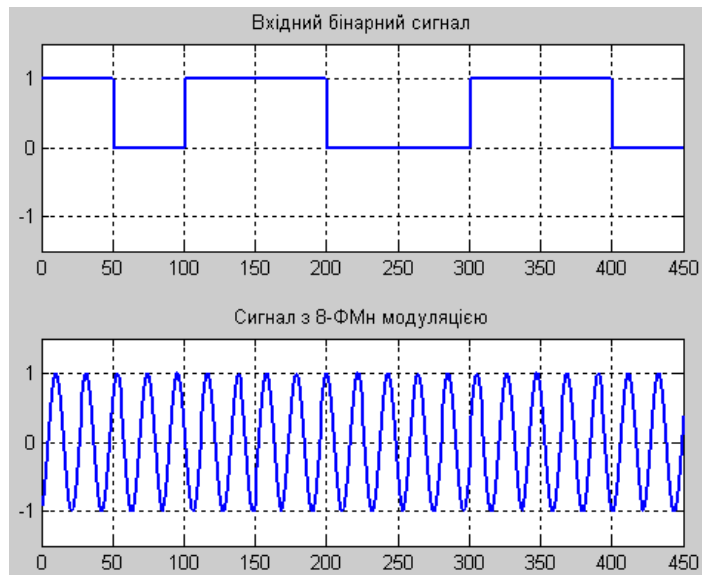


Рисунок 2.8 – Двійковий інформаційний сигнал і згенерована хвиля 8-ФМн

На рис. 2.9 зображений спектр 8-ФМн сигналу, розрахованого за прямим перетворенням Фур'є у середовищі Матлаб.

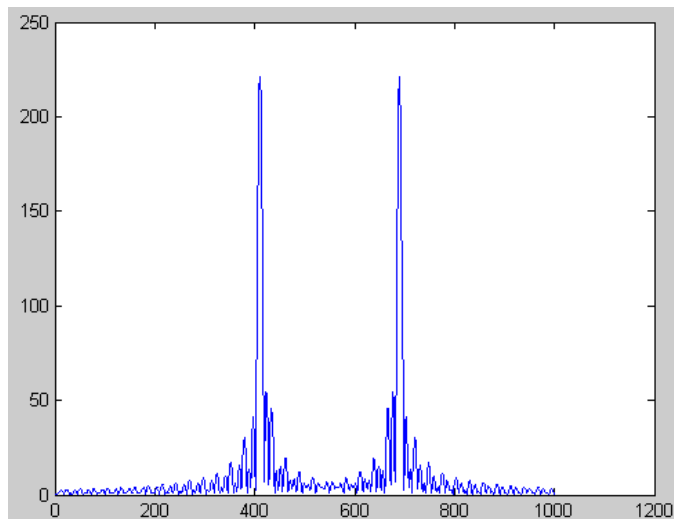


Рисунок 2.9 – Двобічний спектр 8-ФМн

Автокореляційна функція 8-ФМн сигналу, згенерована у середовищі Матлаб, зображена на рис. 2.10.

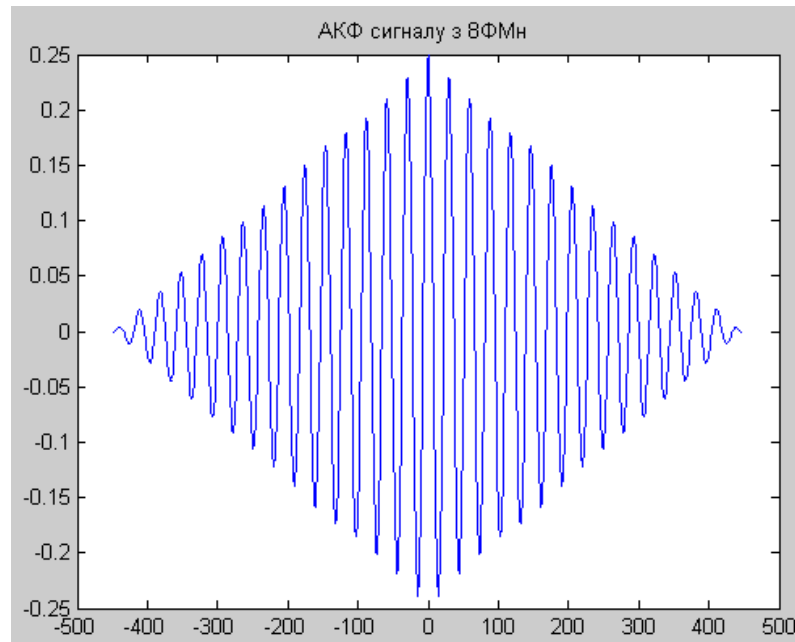


Рисунок 2.10- АКФ 8-ФМн сигналу у середовищі Матлаб

2.2 Сигнали з двопозиційною частотною маніпуляцією

Діаграма сигналу з частотною маніпуляцією в області часу приведена на рис. 2.11.

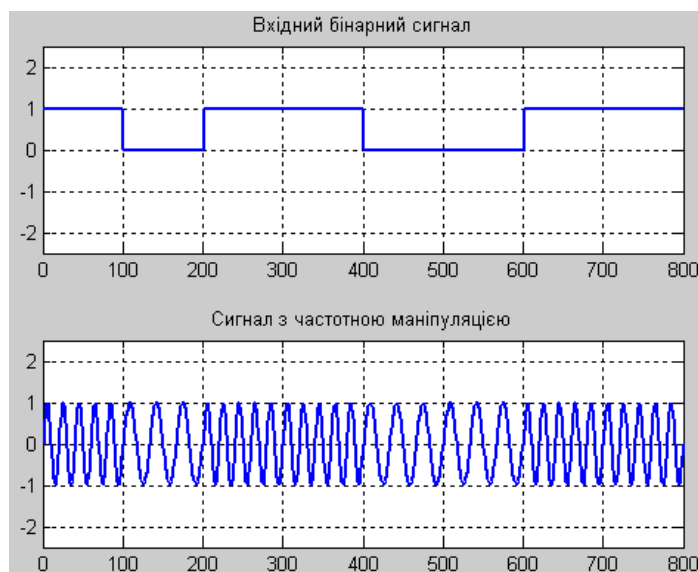


Рисунок 2.11 - Інформаційний сигнал і сигнал, згенерований Матлаб

Спектр частотно-маніпульованого сигналу представлений на рис. 2.12.

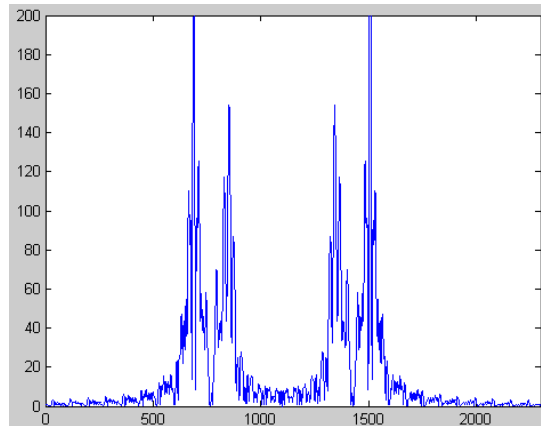


Рисунок 2.12-Спектр частотно-маніпульованого сигналу

АКФ ДЧМн сигналу представлена на рис. 2.13.

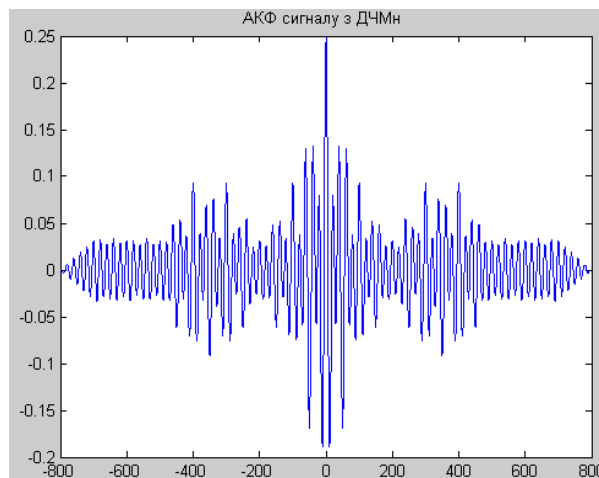


Рисунок 2.13 - Автокореляційна функція ДЧМн сигналу

Початкові фази окремих символів φ_k можуть формуватися по-різному, в залежності від способу генерування сигналу. Закон їх формування має велике значення впливає на корре-коізольційні та спектральні властивості виходить ЧС-сигналу. Рас-дивимося кілька можливих варіантів.

а) φ_k є статистично незалежні випадкові величини з рівномірним розподілом на інтервалі $0 \dots 2\pi$. Цей варіант рідко застосовується (якщо взагалі застосовується) на практиці, але він дозволяє легко обчислити кореляційну функцію і СПМ комплексної Огі-баючої сигналу.

Розрахуємо для даного випадку КФ ЧС-сигналу (для того, щоб зробити сигнал стаціонарним випадковим процесом, необхідно додати в математичну модель випадковий тимчасовий зрушення t_0 , рівномірно розподілений на інтервалі $0 \dots T$). При $|\tau| > T$ кореляційна функція, очевидно, буде дорівнює нулю, так як ці моменти потрапляють в різні символні інтервали. $|\tau| \leq T$ два моменти часу потрапляють в різні символні інтервали, даючи при цьому нульову КФ, з ймовірністю $|\tau| / T$. З ймовірністю $(1 - |\tau| / T)$ два моменти часу потрапляють в один і той же символний такт і дають значення КФ, яке визначається наступним чином:

$$\sqrt{\frac{E_s}{T}} e^{j(2\pi f_k(t-kT)+\varphi_k)} \sqrt{\frac{E_s}{T}} e^{-j(2\pi f_k(t-\tau-kT)+\varphi_k)} = \frac{E_s}{T} e^{j2\pi f_k \tau}.$$

Частота f_k рівновероятно приймає значення з безлічі частот маніпуляції F , тому даний результат необхідно усереднити по годину-Тотам цього безлічі. Об'єднуючи все сказане, остаточно отримуємо:

$$\dot{R}(\tau) = \begin{cases} \frac{E_s}{T} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \exp(j2\pi F_n \tau), & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases}$$

Перетворення Фур'є від КФ, відповідно до теореми Вінера-Хинчина, дає СПМ комплексної обвідної. Спектр являє собою суму зсунутих за частотою функцій виду $(\sin(x) / x)^2$:

$$S(f) = \frac{E_s}{M} \sum_{n=1}^M \left(\frac{\sin(\pi(f - F_n)T)}{\pi(f - F_n)T} \right)^2.$$

З отриманої формули видно, що завдяки випадковим початковим фазам посилок спектр не містить дискретних складових.

б) якщо сигнал формується шляхом комутації сигналів незалежних генераторів з частотами F_n (так часто відбувалося в системах, побудованих на базі аналогової обробки сигналів), виходить, що фрагменти сигналу, відповідні однаковим значенням символу ($f_k = F_n$), когерентної по відношенню один до одного, так як вони «вирізані» з безперервною синусоїди. Через це в кореляційній функції з'являться періодичні складові, а в спектрі, відповідно, дискретні компоненти (складові у вигляді дельта-функцій). Міркування, аналогічні приведенні вище для випадкових початкових фаз, призводять до наступних результатів для КФ і СПМ (початкові фази різних генераторів вважаємо випадковими і статистично незалежними один від одного):

$$\dot{R}(\tau) = \begin{cases} \frac{E_s}{T} \left(1 - \frac{M-1}{M} \frac{|\tau|}{T} \right) \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \exp(j2\pi F_n \tau), & |\tau| \leq T, \\ \frac{E_s}{T} \frac{1}{M^2} \sum_{n=1}^M \exp(j2\pi F_n \tau), & |\tau| > T. \end{cases}$$

$$S(f) = E_s \frac{M-1}{M^2} \sum_{n=1}^M \left(\frac{\sin(\pi(f - F_n)T)}{\pi(f - F_n)T} \right)^2 + \frac{E_s}{T} \frac{1}{M^2} \sum_{n=1}^M \delta(f - F_n)$$

В обох розглянутих випадках при переході від одного символонного такту до іншого фазова функція може змінюватися стрибкоподібно: в разі а) на будь-якому символі, в разі б) при зміні значення символу. Тому сам ЧС-сигнал теж може відчувати розриви, і в відповіді з властивостями

перетворення Фур'є його СПМ загасає повільно - пропорційно лише другого ступеня частоти. Наступний спосіб формування початкових фаз позбавлений цього недоліку.

в) миттєва частота сигналу ϵ , як відомо, похідною від його фазової функції. Це дає можливість формувати ЧС-сигнал наступним чином: спочатку формується сигнал, що задає залежність миттєвої частоти від часу, потім цей сигнал інтегрується і виходить фазова функція, яка, в свою чергу, використовується для формування самого ЧС-сигналу. При такому способі формування фазова функція виявляється безперервною, отже, ϵ безперервним і сам сигнал, а це значить, що його СПМ буде згасати істотно швидше - пропорційно вже як мінімум четвертого ступеня частоти. Такий різновид цифрової частотної модуляції на-ни опиняються ЧС з безперервною фазою (ЧМНФ; англійські терміни - Continuous Phase Modulation (CPM)).

Математично ЧМНФ-сигнал описується наступним чином. Миттєва частота сигналу являє собою сигнал з лінійною модуляцією:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kT)$$

де a_k - значення, відповідні символам переданого повідомлення (як правило, розглядаються цілочисельні значення $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M \pm 1)$), $q(t)$ - форма частотної посилки.

Інтегрування даного сигналу за часом дає фазову функцію (з точністю до постійної початкової фази):

$$\varphi(t) = 2\pi \int f(t) dt = 2\pi \int \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kT) dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \phi(t - kT), \quad (2.7)$$

де ϕ - форма фазового переходу, що викликається одним переданим символом.

В даному досі разі незгладжені ЧС частотна послідовка має прямокутну форму, а фазовий перехід є кусоч-но-лінійною функцією:

2.3. Квадратурна фазова модуляція

Чотирипозиційна (квадратурна) фазова маніпуляція – різновид кутової модуляції з постійною амплітудою. Кількість дискретних рівнів напруги $M=4$, кількість необхідних бітів інформаційного повідомлення $N=2$. Несуча може приймати чотири значення фази на виході. Для квадратурної маніпуляції є чотири можливі стани вхідних інформаційних бітів: 00, 01, 10, 11. Значення фази відрізняються на 90° , $+45^\circ$, $+135^\circ$, -45° , -135° градусів. Векторні діаграми сигналів ДФМн (а) і КФМн (б) зображені на рис. 2.14.

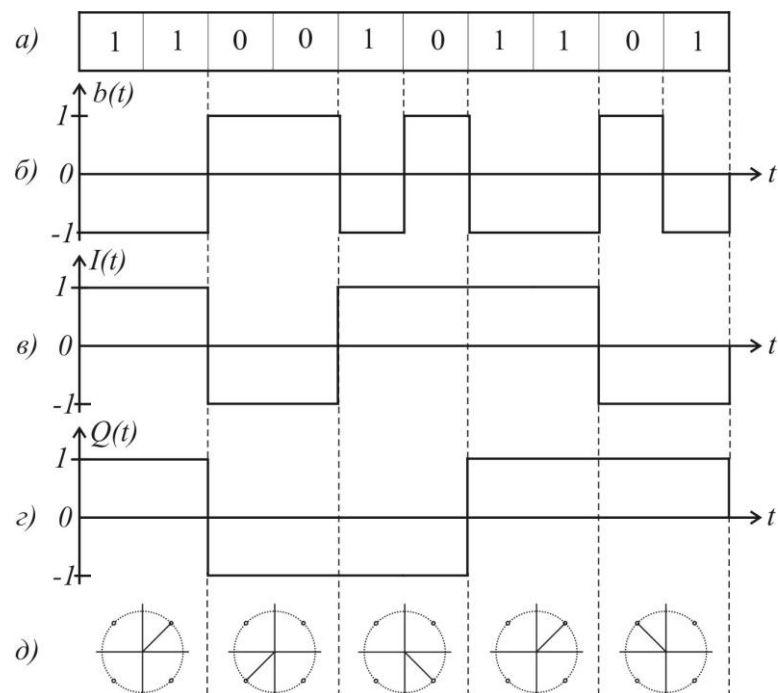


Рисунок 2.14 – Створення сигналу з фазовою маніпуляцією: а) вхідний двійковий сигнал; б) цифровий сигнал, що використовує імпульси різної полярності; в) синфазна складової $I(t)$; г) квадратурна складова $Q(t)$;

д) зміна фази сигналу

Приклад часової діаграми КФМн сигналу приведені на рис. 2.15.

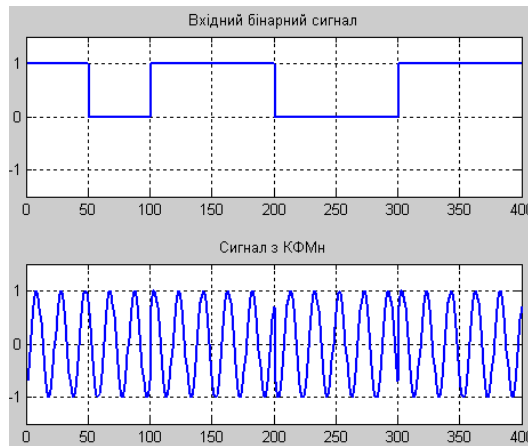


Рисунок 2.15- Зміна вхідного інформаційного сигналу протягом часу для сигналу з квадратурною маніпуляцією

Математична модель для КФМн має вираз:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + (2i - 1) \frac{\pi}{4} \right], \quad 0 \leq t \leq T, \quad T = 2T_b, \quad f_c = \frac{n}{2T_b}$$

В рівній смузі частот, КФМн сигнал має у два рази більшу пропускну здатність у порівнянні з ДФМн сигналом. Спектр КФМн сигналу представлений на рис. 2.16.

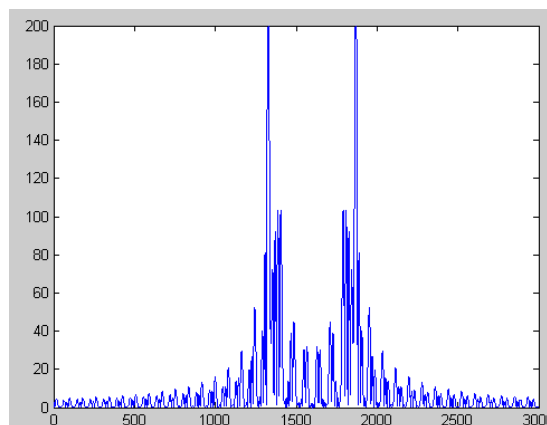


Рисунок 2.16 - Спектральне представлення КФМн

Автокореляційна функція КФМн наведена на рис. 2.17.

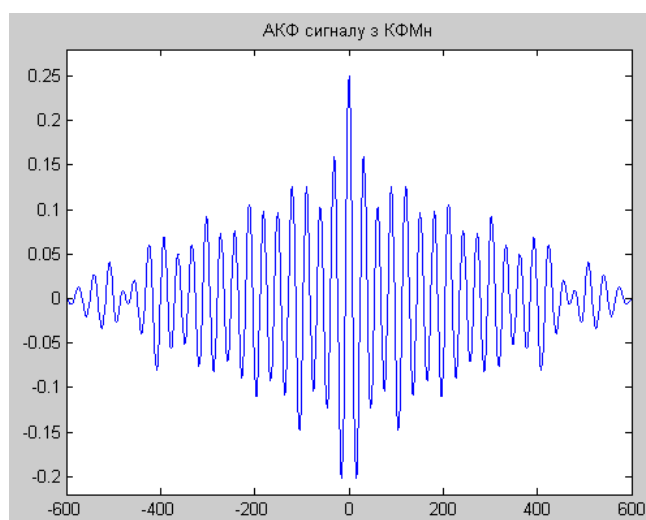


Рисунок 2.17- Функція автокореляціїа КФМн

Періодограма КФМн, отримана за допомогою Матлаб, представлена на рис. 2.18.

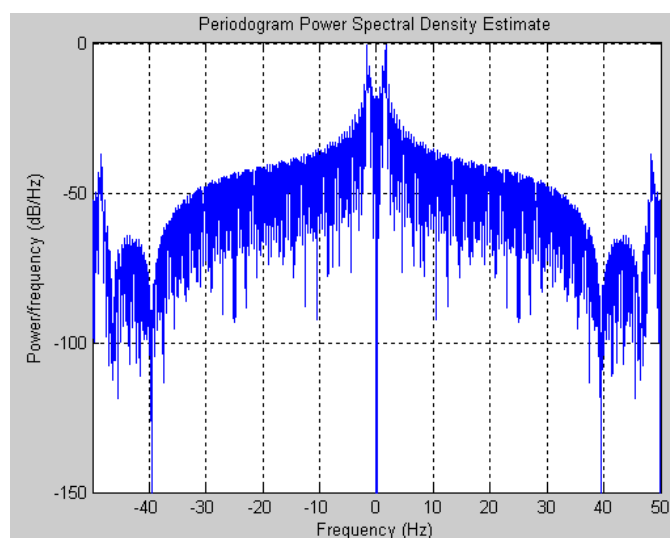


Рисунок 2.18- Періодограма КФМн у Матлаб

Висновки до другого розділу

1. Збільшення рівнів модуляції призводить до збільшення імовірності бітової помилки. Збільшення спектральної ефективності стає причиною меншої енергетичної ефективності.

2. Багатопозиційна квадратурна амплітудна маніпуляція ефективніше багатопозиційної фазової маніпуляції. 16-QAM ефективніше на 4 дБ, 64-QAM ефективніше на 10 дБ.

3. Для сигналів з обмеженим спектром, ефективною може бути модуляція QPSK, або QAM.

3 МОДЕЛЮВАННЯ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ З АДТИВНИМИ І МУЛЬТИПЛІКАТИВНИМИ ЗАВАДАМИ

3.1 Модель приймання сигналів

Розглянемо методи приймання, які можуть бути використані для систем зв'язку. У ситуації, коли рішення про переданому символу приймаються на кожному символному інтервалі ізольовано, дані методи є оптимальними. Алгоритм прийому ЧМНФ-сигналу враховує безперервний характер фазової функції.

Як і в разі лінійної модуляції, завдання прийняття рішення про переданий символ - це завдання розрізнення M сигналів. Алгоритм її оптимального рішення залежить від того, відомі початкові фази сигнальних посилок чи ні. Оскільки частота є неенергетичним параметром, замість мінімізації евклідової відстані в оптимальних алгоритмах можна максимізувати кореляцію прийнятого і зразкових сигналів.

При відомих початкових фазах має місце когерентний прийом і оптимальний (за критерієм максимуму правдоподібності) приймач представляє собою M -канальний коррелятор. При обробці комплексної огинаючої сигналу обчислюються комплексні кореляції прийнятого сигналу з усіма можливими зразками, які мають вигляд комплексних гармо-нічних коливань $\exp(j2\pi F_n t + j\phi_n)$, після чого вибирається той сигнал, для якого дійсна частина отриманого результату максимальна (рис. 3.1).

Якщо початкові фази розглядаються як випадкові величини з рівномірним розподілом в межах $0 \dots 2\pi$, має місце некогерентний прийом і оптимальний (за критерієм максимуму правдоподібності) приймач є M -канальний некогерентний коррелятор, в ко-тором, на відміну від когерентної схеми рис. 3.1, замість дійсних частин порівнюються модулі комплексних кореляцій, або, що еквівалент-лентно і більш зручно при практичній реалізації, їх квадрати (рис. 3.2). Ще однією відмінністю даної схеми від

когерентного корелятора є те, що в опорних сигналах немає необхідності враховувати початкові фази.

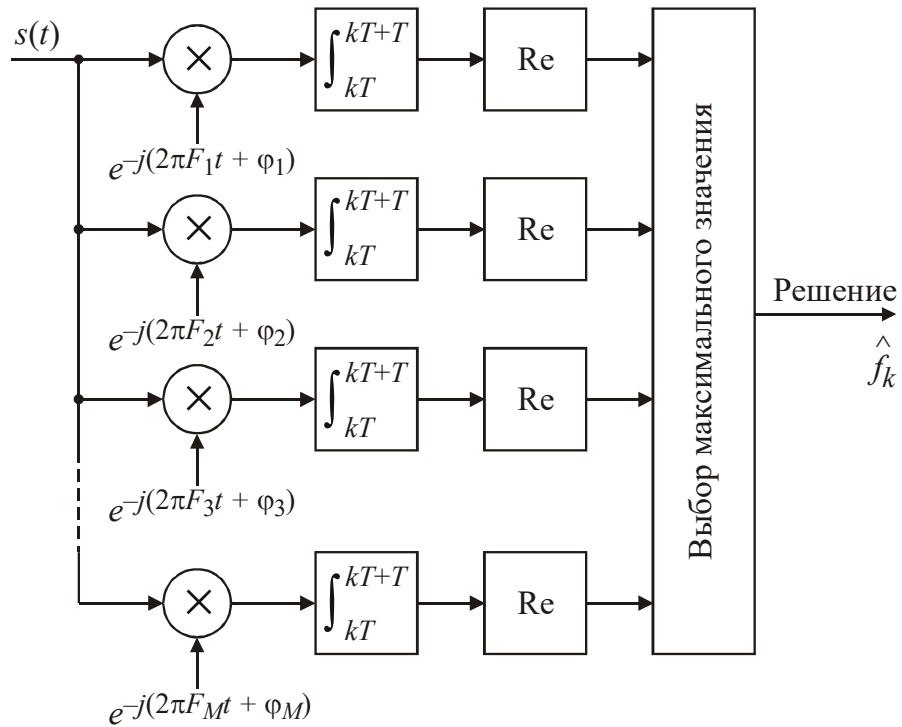


Рисунок 3.1 – Когерентний приймач сигналу

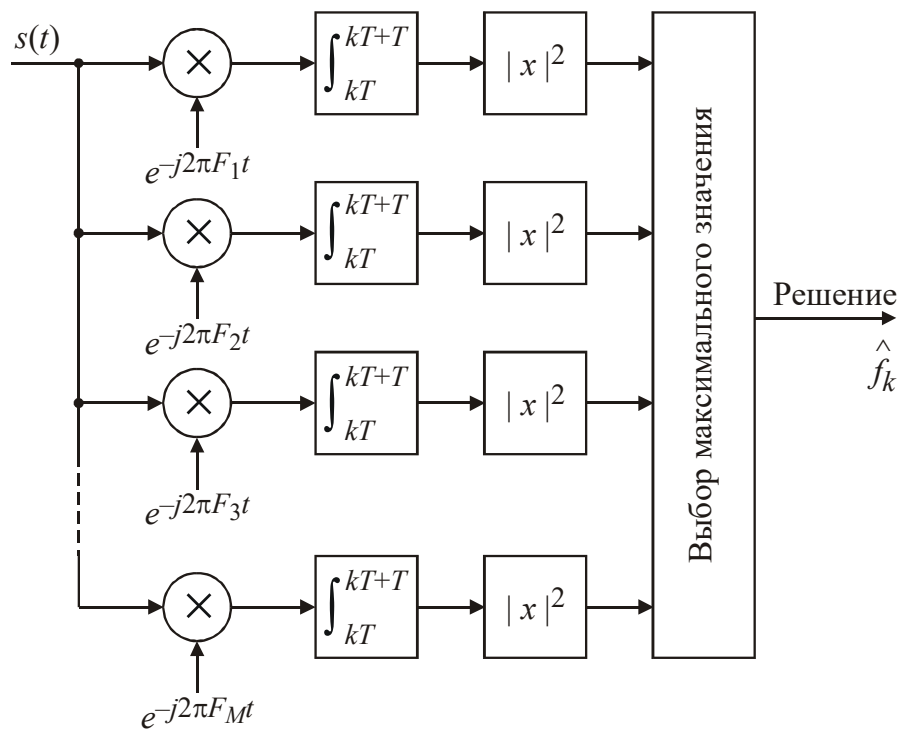


Рисунок 3.2 – Некогерентний приймач ЧС-сигналу

Для бінарної передачі для довільної пари сигналів ймовірність бітової помилки визначається наступним чином:

$$P_b = P_{\text{sym}} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b(1 - \text{Re}(\dot{r}))}{N_0}}\right), \quad (3.1)$$

де \dot{r} - комплексний коефіцієнт кореляції між двома сигналами:

$$\dot{r} = \frac{1}{E_b} \int_0^T \dot{s}_1(t) \dot{s}_2^*(t) dt.$$

У разі ортогональних сигналів ($\text{Re}(\dot{r}) = 0$) формула (3.1) спрощується і приймає наступний вигляд:

$$P_b = P_{\text{sym}} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \quad (3.2)$$

Порівняння формул показує, що при бінарній передачі і когерентном прийомі перехід від пари протилежних сигналів до пари ортогональних сигналів дає дворазовий енергетичний програв, тобто втрати становлять приблизно 3 дБ.

У разі багатопозиційної ортогональної ЧМ ймовірність помилки не можна представити у вигляді замкнутого аналітичного виразу. Можна скористатися наступною кордоном для ймовірності символної помилки (цей вислів дає аддитивну верхню межу для об'єднаннями-ня подій змішування окремих пар сигналів):

$$P_{\text{sym}} \leq (M - 1)Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) = (M - 1)Q\left(\sqrt{\frac{mE_b}{N_0}}\right). \quad (3.3)$$

У разі використання ортогонального ансамблю ймовірності перемішування всіх пар сигналів є однаковими. Тому, незалежно від способу

призначення m -бітових комбінацій частотам маніпуляції, ймовірності бітової і символної помилки пов'язані наступним чином:

$$P_b = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_{\text{sym}} = \frac{M}{2(M-1)} P_{\text{sym}}. \quad (3.4)$$

Пояснити походження цієї формули можна наступним чином. Нехай, для визначеності, передається символ, відповідний бітової комбінації з одних нулів. Для цього символу можливо $M - 1$ варіантів символної помилки. Всього в цих помилкових символах міститься $mM/2$ помилкових бітів (так як в даному випадку все поодинокі біти є помилковими, повний набір з M m -бітових комбінацій містить mM бітів, рівно половини з них має одиничне значення, а правильний символ одиничних бітів не містить). Так як ймовірності перепутування всіх пар символів при використанні ортогональних сигналів одина-підступу, то, якщо має місце символний помилка, в середньому в символі спотворюється $mM/2/(M-1)$ бітів. Оскільки символ містить m бітів, то коефіцієнт, що зв'язує ймовірності символної і бітової помилки, буде дорівнює $M/2/(M-1)$, що і показано в формулі (3.4).

Розглянемо некогерентне приймання. При бінарної передачі для довільної пари сигналів ймовірність бітової помилки визначається виразом:

$$P_b = P_{\text{sym}} = Q(a, b) - \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2}\right) I_0(ab), \quad (3.5)$$

де $I_0(x)$ - модифікована функція Бесселя першого роду нульового порядку, $Q(a, b)$ - Q -функція Маркума, що визначається як

$$Q(a,b) = \int_b^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx$$

параметри a і b визначаються виразами:

$$a = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0} \left(1 - \sqrt{1 - |\dot{r}|^2}\right)}, \quad b = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0} \left(1 + \sqrt{1 - |\dot{r}|^2}\right)},$$

де \dot{r} - комплексний коефіцієнт кореляції між двома сигналами.

У випадку ортогональних сигналів маємо:

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

При некогерентному прийманні, як і в когерентном випадку, ортогональний ансамбль забезпечує рівність можливостей змішування всіх пар сигналів. Тому при некогерентному прийомі ймовірності бітової і символної помилки.

3.3 Узагальнена модель цифрової системи передачі інформації

Узагальнена модель цифрової системи передачі (ЦСП) інформації включає три фундаментальних процесу: кодування-декодування джерела, кодування-декодування каналу, модуляція-демодуляція при передачі по каналу. На боці передавача всі види обробки інформаційних повідомлень мають на меті перетворення їх в сигнали, які найбільше підходять для передачі по каналу конкретного типу. На боці приймача виконуються зворотні операції, спрямовані на відновлення інформації в початковому вигляді з мінімально можливими спотвореннями. При цьому спотворення

обумовлені або неідеальністю процесів прямого - зворотного перетворення, або неідеальністю характеристик тракту (каналу зв'язку).

Процес кодування джерела має своєю головною метою скорочення обсягу переданої інформації, тобто зниження вимог до таких ресурсів системи, як час передачі, смуга пропускання, обсяг пам'яті при обробці або при зберіганні інформації.

Кодування каналу використовується для виправлення помилок, що виникають при прийомі цифрового сигналу через дії різних завод і спотворень. У трактах мовлення інформації програмних служб застосовується тільки пряме виправлення помилок, а в зворотних каналах інтерактивних систем, особливо в телефонних каналах, можливо також використання запиту. У будь-якому випадку кодування каналу призводить до збільшення обсягу переданих даних, тому що алгоритми виявлення і виправлення помилок вимагають додавання спеціальних службових символів, а повторний запит блоків збільшує час передачі.

Модуляція використовується для перетворення сигналів, представлених в основний (початковій) смузі.

Знаючи статистичні властивості вихідного сигналу узгодженого фільтра (корелятора), можна розраховувати ймовірність символної помилки для довільного сигнального сузір'я. Позначимо послідовність дій при такому розрахунку:

1. Для кожної точки сузір'я визначається область прийняття рішення - частину комплексної площини, для якої дана точка сузір'я буде найближчою.

2. Для кожної точки сузір'я обчислюється ймовірність прийняття помилкового рішення. Для розрахунку цієї ймовірності необхідно проінтегрувати двовимірну гаусову густину ймовірності з математичним очікуванням в точці сузір'я по краях, розташованих вище за межами «області прийняття рішення», визначеній на попередньому кроці.

3. Для різних точок сузір'я ймовірності помилки в загальному випадку будуть різними. Тому для отримання середньої ймовірності символної

помилки результати, отримані на попередньому кроці, необхідно усереднити по точках сузір'я.

Наведений алгоритм дає точний результат для ймовірності символної помилки, але отримані формули, як правило, є досить громіздкими, а в ряді випадків аналітичні результати взагалі не можуть бути отримані, оскільки необхідне інтегрування може бути виконано тільки чисельними методами. Тому для практичних цілей широко використовуються різні наближені і асимптотичні співвідношення. Одну з таких формул ми зараз розглянемо. Вона виходить в припущенні, що плутати можуть тільки найближчі один до одної пари точок сузір'я. При великому відношенні сигнал/шум імовірність змішування більш далеких пар точок стає малою, і одержувані зазначеним чином значення наближаються до істинної кривої завадостійкості.

Нехай мінімальна відстань між точками сузір'я дорівнює d_{\min} . Тоді з урахуванням масштабування, що має місце в вихідному сигналі узгодженого фільтра (корелятора), тобто відстань для вихідного сигналу стане рівним $d_{\min}E_g$. Дисперсія вихідного комплексного шуму дорівнює N_0E_g , але нас в даному випадку цікавить тільки та складова шуму, яка спрямована на комплексній площині вздовж прямої, яка з'єднує розглянуту пару точок. Дисперсія цієї складової в два рази менше: $N_0E_g/2$.

Помилка при ухваленні рішення станеться, якщо відхилення, викликане шумом, перевищить половину відстані між точками, тобто $d_{\min}E_g/2$. Шум не є відхиленням, тому ймовірність змішування пари точок може бути виражена таким чином:

$$P_{d_{\min}} = 1 - \Phi\left(\frac{d_{\min}E_g/2}{\sqrt{N_0E_g/2}}\right) = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2E_g}{2N_0}}\right).$$

де $\Phi(x)$ – гаусовий інтеграл імовірності:

$$\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt.$$

Доповнення гаусового інтегралу імовірності до одиниці у зв'язку називають Q -функцією:

$$Q(x) = 1 - \Phi(x) = \Phi(-x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt.$$

Виразимо отриманий результат через Q -функцію, а також врахуємо формулу що, пов'язує енергію елементарного біта і середню енергію символу:

$$P_{d_{\min}} = Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{2\sigma_a^2} \frac{E_s}{N_0}}\right).$$

де E_s/N_0 – відношення сигнал/шум на символ

Для розрахунку повної ймовірності символної помилки, необхідно помножити $P_{d_{\min}}$ на подвоєне число пар точок з мінімальною відстанню, наявних в сигнальному сузір'ї, і розділити результат на розмір сузір'я M . Подвоєння необхідно, оскільки кожна пара приймає участь в двох «дзеркальних» подіях змішування. Ділення на M приводить до усереднення по точках сузір'я. В результаті отримуємо

$$P_{\text{sym}} \approx \frac{2n_{\min}}{M} P_{d_{\min}} = \frac{2n_{\min}}{M} Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{2\sigma_a^2} \frac{E_s}{N_0}}\right). \quad (3.6)$$

Щоб перейти в (3.6) до відношення сигнал/шум на біт, необхідно згадати, що символ складається з m бітів і $E_s = mE_b$:

$$P_{\text{sym}} \approx \frac{2n_{\min}}{M} Q \left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{2\sigma_a^2} \frac{mE_b}{N_0}} \right). \quad (3.7)$$

При великому відношенні сигнал/шум дійсно майже завжди переплутуються тільки найближчі пари точок, і результат (3.6) наближається до точного значення. При зниженні відношення сигнал/шум починає помітно проявлятися ймовірність змішування все більш віддалених один від одного пар точок, і справжня ймовірність помилки стає більше, ніж виходить по формулі (3.6). При подальшому зниженні відношення сигнал/шум починає позначатися той факт, що формула (3.6) отримана шляхом часткового обчислення адитивної границі для імовірності об'єднання різних подій змішування. Аддитивна межа є верхньою межею і дає завищений результат. Тому і результат формули (3.6) при малих відношеннях сигнал/шум може виявлятися завищеним. Зокрема, з формули видно, що при відношенні сигнал/шум, що дорівнює нулю, одержуваний результат, рівний n_{\min}/M , може перевищувати не тільки $(M - 1)/M$, а й одиницю.

При використанні бінарної фазової модуляції (BPSK) сузір'я містить всього дві точки, тому формула (3.6) в даному випадку є точною. Для її застосування до цього виду модуляції ми повинні підставити наступні значення: $m = 1$, $M = 2$, $d_{\min} = 2$, $\sigma_a^2 = 1$. Оскільки модуляція є бінарною, отримана формула дає можливість як символної, так і бітової помилки:

$$P_b = P_{\text{sym}} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right). \quad (3.8)$$

З формули (3.6) видно, що асимптотична стійкість лінійної модуляції визначається двома коефіцієнтами - множителем d_{\min}/σ_a в аргументі Q-функції і множителем n_{\min}/M при самій Q-функції. Однак, оскільки загасання Q-функції з ростом аргументу носить експоненційний характер, вплив множника d_{\min}/σ_a позначається на завадостійкості значно сильніше.

Таким чином, з двох сузір'їв з однаковим числом точок кращу завадостійкість забезпечить те, у якого більше відношення d_{\min}/σ_a .

3.4 Оцінка ймовірності бітової помилки. Код Грея

Ймовірність символної помилки визначається тільки відношенням сигнал/шум і геометрією сигнального сузір'я. Ймовірність бітової помилки, крім цих факторів, залежить ще й від того, яким чином m -бітові комбінації розміщені по точках сузір'я. У загальному випадку, для довільного сузір'я і довільного значення m бітових комбінацій, процедура точного розрахунку ймовірності бітової помилки повинна виглядати наступним чином:

1. Для кожної з M точок сигнального сузір'я окремо визначається ймовірність прийняття рішення на користь кожної з $(M - 1)$ точок, що залишились, і фіксується число помилкових бітів.

2. Отримані на попередньому кроці $M(M - 1)$ значень числа помилкових бітів усереднюються з урахуванням ймовірностей подій. Результат дає середню ймовірність бітової помилки для даного відношення сигнал/шум.

При великому відношенні сигнал/шум, коли переважно помиляються у найближчих точках сузір'я, отримати наближене значення ймовірності бітової помилки можна наступним чином. Обчислюється середнє значення числа бітів, які відрізняються в парах найближчих один до одного точок сузір'я, ділиться на загальне число біт в символі (m) і помножується на ймовірність символної помилки, отриману за формулою (2.6).

Тому важлива оптимізація розміщення бітових комбінацій за точками сузір'я. Загальну стратегію такої оптимізації можна сформулювати наступним чином: чим ближче один до одного розташовані точки сузір'я, тим меншим числом біт повинні відрізнятися їхні бітові комбінації.

Велике практичне поширення отримав код Грея, при використанні якого сусідні точки відрізняються лише одним бітом. Виходячи з наведених міркувань, при великому відношенні сигнал/шум і використанні коду Грея ймовірності символної і бітової помилки наближено пов'язані виразом:

$$P_b \approx P_{\text{sym}}/m.$$

З врахуванням виразу (3.6) для P_{sym} , отримаємо наближений вираз для ймовірності бітової помилки при великому відношенні сигнал/шум:

$$P_b \approx \frac{2n_{\min}}{m2^m} Q \left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{2\sigma_a^2} \frac{mE_b}{N_0}} \right). \quad (3.9)$$

Для пошуку оптимального варіанта зупиняються на виборі одного з двох критеріїв:

- висока спектральна ефективність, тобто передача з високою швидкістю у вузькій смузі;
- висока енергетична ефективність, тобто передача з низьким відношенням сигнал/шум і з максимальним заняттям всієї доступної смуги.

У першому випадку застосовують багатопозиційні сузір'я сигналів (модуляція 64QAM, 16QAM) спільно з мало надлишковими кодами, що виправляють помилки. У другому випадку використовується модуляція QPSK з високо надлишковими коректуючими кодами. З урахуванням обмежень на допустиму смугу каналу і відношення сигнал/шум вибирається необхідний компроміс між спектральною і енергетичною ефективностями.

Розглянемо фактори, що впливають на якість сигналу. Приймання цифрового сигналу і декодування переданої інформації приводить до виникнення помилок. Аналіз впливу шумів і завад на переданий сигнал, а також методи боротьби з завадами відносяться до головних питань теорії і техніки передачі інформації.

3.5 Білий шум

Серед усіх джерел шуму найбільш поширеним на практиці і найбільш широко використовуваним в якості моделі випадкового процесу є шум, що описується нормальним (гаусовим) розподілом. Такий шум виникає в результаті одночасного впливу багатьох незалежних випадкових джерел. Нормальний розподіл відображає положення центральної граничної теореми теорії ймовірностей, згідно з якою випадкова величина x , отримана підсумовуванням статистично незалежних випадкових величин x_1, x_2, \dots, x_n з довільними щільностями, має щільність, близьку до нормальної, якщо n прямує до нескінченності. Типовим прикладом шуму з нормальною щільністю є тепловий шум, обумовлений броуновським рухом електронів в провіднику. Шум подібного типу прийнято називати білим шумом. Найбільший інтерес при аналізі систем являє адитивний білий гаусовий шум. Аналітичний вираз для нормальної щільності, має вигляд:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

де μ - середнє значення; σ - середньоквадратичне відхилення.

Зазвичай користуються табульованою густиною ймовірності нормованої випадкової величини $z = (x - \mu) / \sigma$ з нульовим середнім і одиничним середньоквадратичним відхиленням:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}.$$

Ідеальний білий шум, маючи необмежений однорідний спектр, являє собою послідовність нескінченно коротких імпульсів, що мають випадкову висоту і надходять один за одним через випадкові проміжки часу. Для ідеального білого шуму потужність шуму, що припадає на кінцеву смугу частот, тобто спектральна густина, нескінченно мала. Для аналізу процесів в дійсній області позитивних частот використовують одnobічну спектральну густина N_0 , Вт/Гц. При теоретичному аналізі в області позитивних і негативних частот використовують двобічну спектральну густина $N_0/2$. Очевидно, що в обох випадках потужність шуму залишається однаковою. Сталість спектральної густини ідеального білого шуму означає, що в нескінченно широкій смузі частот середня потужність шуму нескінченно велика, тобто така властивість є математичною ідеалізацією. Однак практично смуга пропускання системи завжди обмежена, що автоматично обмежує і потужність шуму в цій смузі. Тому значення спектральної густини за межами смуги пропускання не впливає на параметри сигналу і шуму.

Реальний білий шум відповідає ідеальному білого шуму, який пройшов через фільтр. Він має обмежений спектр, тобто імпульси кінцевої тривалості. При обмеженій ширині спектра потужність реального білого шуму в кінцевій смузі частот також кінцева.

Зазвичай при розрахунках потужності N реального білого шуму в смузі B (Гц) використовують спектральну густина потужності $N_0 = N/B$ (Вт/Гц) і абсолютну температуру джерела шуму.

При цьому найбільша потужність шуму, яку можна отримати від теплового джерела, $N = kTB$, де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана.

3.6 Релеєвський шум

Релеєвським називається шум, густина ймовірності якого описується розподілом Релея,

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad x > 0,$$

а функція розподілу має вигляд:

$$F(x) = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Релеєвський шум - це вузькосмуговий шум. Його фізичною інтерпретацією є синусоїдальна несуча з частотою, яка дорівнює середньому значенню частоти смуги пропускання, і модульована за амплітудою низькочастотною вузькосмуговою шумовою напругою позитивної полярності. Це модулююча напруга відповідає напрузі на виході лінійного детектора, на вхід якого поданий вузькосмуговий гаусовий шум.

Релеєвський шум відображає фізичні процеси в вузькосмугових системах, зокрема, в приймачах з лінійним детектором. У порівнянні з гаусовим шумом релеєвський має на 2 dB менший пік-фактор, тобто пікова напруга, яке перевищується протягом 0,01% часу (9,64 dB проти 11,80 dB).

3.7 Шумова смуга приймального пристрою

У більшості практичних випадків інтерес представляє потужність шуму, що діє на виході деякого еквівалентного чотиріполюсника, характеристики якого відображають послідовне з'єднання декількох пристроїв або ланок реального кола. Якщо коефіцієнт передачі такого чотиріполюсника має максимальне значення K_0 на деякій частоті ω_0 , то область частот $2\Delta\omega_{ef}$ в околиці ω , яка визначається з співвідношення

$$2\Delta\omega_{ef} = \int_0^{\infty} \left| \frac{K(j\omega)}{K_0} \right|^2 d\omega$$

називають ефективною пропускною здатністю чотиріполюсника.

Визначення ефективної смуги пропускання чотиріполюсника виконують за виразом.

$$P_{сервих} = 2N_0K_0^2(2\Delta\omega_{ef})$$

Відношення сигналу – шум

У цифрових системах передачі, особливо при порівнянні різних методів виправлення помилок, прийнято використовувати нормоване відношення середньої енергії на біт інформації до спектральної густини потужності шуму E_b/N_0 . Це відношення зручно тим, що в ньому не фігурують абсолютні значення смуги частот і тривалості тактового інтервалу. Спектральна густина потужності шуму N_0 має розмірність енергії, тому з нею слід порівнювати енергію сигналу E , а не середню потужність S .

З огляду на, що $E = ST_0$, $N = N_0B$, де T_0 - час передачі сигналу, B - смуга фільтра, отримуємо співвідношення між двома показниками:

$$E / N_0 = SB T_0 / N$$

Відношення несуча/шум C/N показує, у скільки разів потужність C прийнятої модульованої несучої на виході приймального фільтра з смугою Найквіста більше потужності N шуму, що породжується спільною дією всіх джерел шуму даного тракту.

3.8 Міжсимвольна інтерференція

У найпростішому випадку, канал зв'язку додає до сигналу білий шум. АЧХ такого каналу є константою, ФЧХ лінійно залежить від частоти, а імпульсна характеристика є дельта-функцією. Однак характеристики реальних каналів зв'язку відрізняються від ідеальних. Загасання збільшується з зростанням частоти, а в радіоканалі сигнал може потрапляти від передавальної антени до приймальної по декількох шляхах.

У всіх цих випадках умови відсутності міжсимвольної інтерференції, виявляються порушеними, і вклади від окремих символів, накладаючись один на одного після узгодженої фільтрації, будуть знижувати стійкість прийому. Це явище називається міжсимвольною інтерференцією (МСІ).

Розглянуті алгоритми відносяться тільки до лінійних видів модуляції. Крім того, передбачається, що характеристики каналу зв'язку відомі на приймальній стороні.

Причини виникнення міжсимвольної інтерференції (МСІ): нерівномірність частотної характеристики лінії передачі; багатопроменеве поширення радіохвиль.

Нехай імпульсна характеристика каналу зв'язку $h(t)$, тоді після проходження через канал зв'язку сигнал з лінійною модуляцією має вигляд:

$$s_h(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g_h(t - mT) + n(t),$$

де $g_h(t)$ – сигнал, що, спотворений каналом зв'язку, тобто згортка початкового сигналу $g(t)$ і імпульсної характеристики каналу $h(t)$:

$$g_h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t')h(t - t')dt' .$$

На виході фільтра отримаємо:

$$\begin{aligned}
r(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_h(t'') g(-(t-t'')) dt'' = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g_h(t'' - mT) + n(t'') \right) g(-(t-t'')) dt'' = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \int_{-\infty}^{\infty} g_h(t'' - mT) g(t'' - t) dt'' + \int_{-\infty}^{\infty} n(t'') g(t'' - t) dt'' = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(t') g(t'' - mT - t') dt' \right] g(t'' - t) dt'' + \int_{-\infty}^{\infty} n(t'') g(t'' - t) dt'' = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \int_{-\infty}^{\infty} h(t') \left[\int_{-\infty}^{\infty} g(t'' - mT - t') g(t'' - t) dt'' \right] dt' + \int_{-\infty}^{\infty} n(t'') g(t'' - t) dt'' = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \int_{-\infty}^{\infty} h(t') B_g(t - mT - t') dt' + \int_{-\infty}^{\infty} n(t'') g(t'' - t) dt'' = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m B_{gh}(t - mT) + \int_{-\infty}^{\infty} n(t'') g(t'' - t) dt'',
\end{aligned}$$

де $B_{gh}(t)$ – згортка імпульсної характеристики каналу зв'язку і кореляційної функції сигналу:

$$B_{gh}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t') B_g(t - t') dt'.$$

Після дискретизації $r(t)$ в моменти kT , отримуємо відліки:

$$\begin{aligned}
r_k = r(kT) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m B_{gh}((k-m)T) + \int_{-\infty}^{\infty} n(t'') g(t'' - kT) dt'' = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m h_{k-m} + n_k,
\end{aligned}$$

де h_k – відліки еквівалентної дискретної імпульсної характеристики каналу зв'язку:

$$h_k = B_{gh}(kT),$$

а n_k — відліки шуму.

Найпростішим символом є прямокутний імпульс:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T, \\ 0, & t < 0, \quad t > T. \end{cases} \quad (3.10)$$

Форма використовуваного імпульсу визначає спектральні властивості сформованого сигналу. Спектральна густина потужності отриманого сигналу пропорційна енергетичному спектру форми одиночної послідовності. Прямокутні імпульси - не самий промінь-ший вибір, так як спектр прямокутного імпульсу загасає повільно і у нього високий рівень бічних пелюсток (рівень першого пелюстки -13 дБ). З цієї причини на практиці використовуються послідовності непрямо-вугільної форми, що володіють більш компактним спектром.

Однак, крім спектральних властивостей, форма послідовності повинна задовольняти ще одній вимозі. Після пропускання сигналу (3.1) через узгоджений фільтр він приймає такий вигляд (для спрощення викладок тут не врахована затримка фільтрації):

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k B_g(t - kT), \quad (3.11)$$

де $B_g(t)$ - кореляційна функція імпульсу $g(t)$. Відповідно до теорії оптимального прийому, необхідно брати відліки цього сигналу в тих точках, де кореляційна функція має максимум, тобто в моменти часу $t_n = nT$.

$$y(t_n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k B_g((n-k)T). \quad (3.12)$$

Однак головною особливістю систем зв'язку є те, що сигнальні посилки слідують один за одним з інтервалом T і при прийомі не повинні заважати один одному. Ці взаємні перешкоди називаються Межс-вільної інтерференцією (МСІ; англійський термін - InterSymbol Interference, ISI). З (2.11) випливає умова відсутності МСІ:

$$B_g(kT) = 0 \text{ при цілочисельних } k \neq 0. \quad (3.13)$$

Звідси відразу ж видно, що міжсимвольна інтерференція буде відсутня при довільній формі посилки кінцевої тривалості, якщо ця тривалість трохи перевищує T . Однак з умови (3.12), сформульованого в області часу, неочевидно, що МСІ може бути відсутньою і при посилці, що не вкладається в символний інтервал. Щоб показати це, необхідно сформулювати умову відсутності МСІ в частотній області.

Згідно (3.12), КФ посилки, дискретизованої за часом з кроком T , є одиночний дискретний імпульс:

$$B_g(kT) = \begin{cases} E_g, & k = 0, \\ 0, & k \neq 0. \end{cases}$$

Як відомо з теорії дискретних сигналів, спектр дискретізується-ванного сигналу пропорційний нескінченній сумі зсунутих на частоту дискретизації копій спектра вихідного аналогового сигналу. З іншого боку, спектр одиночного дискретного імпульсу, очевидно, представляє-ет собою константу. З урахуванням цього отримуємо таку умову отсутст-вия МСІ, записане в частотній області:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| G \left(f - \frac{n}{T} \right) \right|^2 = \text{const}. \quad (3.14)$$

Дана умова дозволяє знаходити відповідні форми посилок, що мають нескінченну тривалість. Зокрема, з (2.13) очевидно, що МСІ буде відсутній, якщо $g(t)$ має прямокутним низкочастотним спектром, що займає смугу частот від нуля до $1/(2T)$. Сама функція $g(t)$ при цьому має вигляд $\sin(x)/x$, представляючи собою базисну функцію ряду Котельникова:

$$g(t) = \frac{E_g}{T} \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}. \quad (3.15)$$

Зі сказаного видно мінімально досяжна ширина спектра сила з лінійної частотної модуляцією - при низькочастотної модуляції вона дорівнює $1/(2T)$, тобто половині символічної швидкості, а при смузі-вої - $1/T$, тобто символічної швидкості. Зазначені величини найчастіше і маються на увазі під шириною спектра сигналу з лінійною модуляцією. Зокрема, при такому визначенні ширини спектра виходить, що спектральна ефективність смуговий лінійної модуляції дорівнює $m = \log_2 M$, тобто числу бітів, що містяться в одному символі.

Імпульс (2.14) дає мінімальну ширину спектра сигналу, але він являється нескінченним по тривалості і його «хвости» загасають повільно. Тому найбільше практичне поширення отримав інший імпульс, що володіє більшою швидкістю спаду в тимчасовій області. З-ответствующая форма спектра називається косинусоїдальною згладженої (raised cosine), при цьому край спектра $|G(f)|^2$ «розгладжується» по переки-соїдальному закону:

$$|\dot{G}(\omega)|^2 = E_g T \times \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \omega_0(1 - \alpha), \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{|\omega| - \omega_0}{\alpha \omega_0}\right), & \omega_0(1 - \alpha) < |\omega| \leq \omega_0(1 + \alpha), \\ 0, & |\omega| > \omega_0(1 + \alpha). \end{cases}$$

де ω_0 – частота зрізу фільтра.

Параметр α називається коефіцієнтом згладжування (rolloff factor), він дорівнює половині ширини перехідної зони, нормованої до частоти зрізу. При $\alpha = 0$ фільтр перетворюється в ідеальний ФНЧ з прямокутною АЧХ, при $\alpha = 1$ АЧХ перестає містити плоский ділянку в смузі про- пускання.

Зворотне перетворення Фур'є дає вираз для КФ розглядає-ваної сигнальної посилки:

$$B_g(\tau) = E_g T \frac{\omega_0}{\pi} \frac{\cos(\alpha\omega_0\tau)}{1 - \left(\frac{2\alpha\omega_0\tau}{\pi}\right)^2} \frac{\sin(\omega_0\tau)}{\omega_0\tau}. \quad (3.16)$$

З урахуванням співвідношення $\omega_0 = \pi/T$ даний вираз перетворюється до наступного вигляду:

$$B_g(\tau) = E_g \frac{\cos(\alpha\pi\tau/T)}{1 - (2\alpha\tau/T)^2} \frac{\sin(\pi\tau/T)}{\pi\tau/T}. \quad (3.17)$$

Використаний спосіб згладжування робить безперервної не тільки саму АЧХ, а й її першу похідну, тому отримана КФ зменшується пропорційно $\square 3$.

На рис. 2.8 показані графіки $B_g(\tau)$ при різних значеннях коефіцієнта згладжування α . Видно, що з ростом α бічні пелюстки функції спадають швидше (платою за це є розширення спектра сигналу).

АЧХ формуючого фільтра в передавачі і узгодженого фільтра в приймачі буде представляти собою квадратний корінь з формули (3.15):

$$\dot{G}(\omega) = \sqrt{E_g T} \times \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \omega_0(1 - \alpha), \\ \cos\left(\frac{\pi}{4\alpha\omega_0}(|\omega| - \omega_0(1 - \alpha))\right), & \omega_0(1 - \alpha) < |\omega| \leq \omega_0(1 + \alpha), \\ 0, & |\omega| > \omega_0(1 + \alpha). \end{cases}$$

Імпульсна характеристика такого фільтра описується наступною формулою (фазочастотна характеристика має на увазі рівною нулю):

$$g(t) = \sqrt{E_g T} \frac{4\alpha\omega_0}{\pi^2 - (4\alpha\omega_0 t)^2} \left(\cos((1 + \alpha)\omega_0 t) + \frac{\sin((1 - \alpha)\omega_0 t)}{4\alpha\omega_0 t / \pi} \right). \quad (3.18)$$

З урахуванням співвідношення $\omega_0 = \pi/T$ дана формула приводиться до сле-дме увазі:

$$g(t) = \sqrt{\frac{E_g}{T}} \frac{4\pi\alpha}{\pi^2 - (4\pi\alpha t/T)^2} \left(\cos((1 + \alpha)\pi t/T) + \frac{\sin((1 - \alpha)\pi t/T)}{4\alpha t/T} \right). \quad (3.19)$$

Фільтр такого типу називається SQRT-варіантом фільтра з перекісоїдальним згладжуванням АЧХ (square root raised cosine filter). Його імпульсна характеристика при різних значеннях коефіцієнта згладжування.

Висновки до третього розділу

1. Імовірність символної помилки визначається відношенням сигнал/шум і геометрією сигнального сузір'я.
2. В нескінченно широкій смузі частот середня потужність шуму нескінченно велика.
3. Релеєвський шум - це вузькосмуговий шум. Його фізичною інтерпретацією є синусоїдальна несуча з частотою, яка дорівнює середньому значенню частоти смуги пропускання.

4 МОДЕЛЬ ВИЗНАЧЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОЇ ГУСТИНИ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛУ НА АНТЕНІ

4.1. Оптимальний фільтр Вінера

Говорячи про оптимальну фільтрацію сигналу, слід пам'ятати, що дана задача стає осмисленою лише після визначення двох речей - математичної моделі вхідного сигналу і оптимального критерію якості. Тоді задача оптимальної фільтрації зводиться до математичної оптимізаційної задачі, яка може бути вирішена аналітично або чисельно.

На вході діє дискретний сигнал $\{x(k)\}$, який піддається фільтрації дискретним фільтром порядку N з коефіцієнтами $\{w_n\}$, $n = 0, 1, \dots, N$ (рис. 3.3). Вихідний сигнал фільтра дорівнює

$$y(k) = \sum_{n=0}^N w_n x(k-n). \quad (4.1)$$

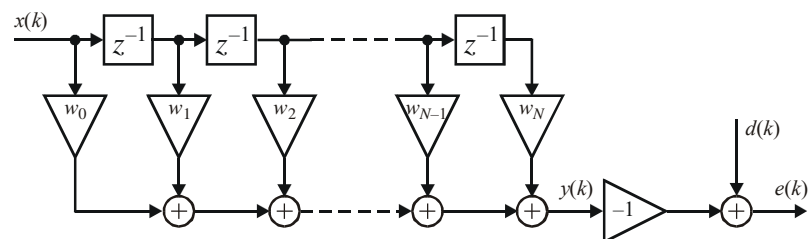


Рисунок 4.1 – Формирование сигнала ошибки

Крім того, є зразковий сигнал $d(k)$, значення якого наперед невідомі.. Такий сигнал відображається з помилками. Помилка запам'ятовування сигналу визначається виразом:

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - \sum_{n=0}^N w_n x(k-n). \quad (4.2)$$

Наше завдання - середній квадрат. Таким чином, функція виглядає наступним чином:

$$J(\{w_n\}) = \overline{e^2(k)} \rightarrow \min.$$

Для розв'язку поставленого завдання перш за все $x(k)$:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-1) \\ \vdots \\ x(k-N) \end{bmatrix}.$$

З врахуванням цих позначень (4.2) приймає наступний вигляд:

$$e(k) = d(k) - \mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}. \quad (4.3)$$

Квадрат помилки буде дорівнювати

$$\begin{aligned} e^2(k) &= \left(d(k) - \mathbf{x}^T(k)\mathbf{w} \right)^2 = d^2(k) - 2d(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{w} + \left(\mathbf{x}^T(k)\mathbf{w} \right)^2 = \\ &= d^2(k) - 2d(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{w} + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}. \end{aligned}$$

Статистичне усереднення цього виразу, дає наступне:

$$J(\mathbf{w}) = \overline{e^2(k)} = \overline{d^2(k)} - 2\left(\overline{d(k)\mathbf{x}(k)} \right)^T \mathbf{w} + \mathbf{w}^T \overline{\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)}\mathbf{w}. \quad (4.4)$$

Розглянемо докладніше величини що входять в отриману формулу:

- $\overline{d^2(k)}$ — це середній квадрат зразкового сигналу. Він являє собою окрему складову, яке не залежить від коефіцієнтів фільтру і тому може бути відкинуто . Позначимо цю величину як σ_d^2 ;
- $\overline{d(k)\mathbf{x}(k)}$ — взаємні кореляції векторів.

У подальших викладках цей вектор буде позначений як \mathbf{p} :

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} \overline{d(k)x(k)} \\ \overline{d(k)x(k-1)} \\ \vdots \\ \overline{d(k)x(k-N)} \end{bmatrix}.$$

4.2 Лінійний еквалайзер

При використанні фільтра Вінера для оптимальної фільтрації сигналу з МСІ вхідний сигнал - це сигнал з МСІ плюс АБГШ, а зразковий сигнал - це інформаційні символи a_k , взяті з деякою затримкою.

В даному випадку кореляційна матриця вхідного сигналу заповнена значеннями кореляційної функції імпульсної характеристики каналу, і по головній діагоналі додатково додана дисперсія білого шуму. Для імпульсної характеристики каналу, що містить чотири ненульових відліки, це конкретизується наступним чином:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 + \sigma^2 & r_1 & r_2 & r_3 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ r_1 & r_0 + \sigma^2 & r_1 & r_2 & r_3 & 0 & \ddots & 0 \\ r_2 & r_1 & r_0 + \sigma^2 & r_1 & r_2 & r_3 & \ddots & 0 \\ r_3 & r_2 & r_1 & r_0 + \sigma^2 & r_1 & r_2 & \ddots & 0 \\ 0 & r_3 & r_2 & r_1 & r_0 + \sigma^2 & r_1 & \ddots & r_3 \\ 0 & 0 & r_3 & r_2 & r_1 & r_0 + \sigma^2 & \ddots & r_2 \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & r_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_3 & r_2 & r_1 & r_0 + \sigma^2 \end{bmatrix}$$

Розміри матриці визначаються порядком фільтра, що розраховується. Тут $r_0 \dots r_3$ - відліки дискретної кореляційної функції імпульсної характеристики каналу зв'язку:

$$r_0 = h_0^2 + h_1^2 + h_2^2 + h_3^2,$$

$$r_1 = h_0h_1 + h_1h_2 + h_2h_3,$$

$$r_2 = h_0h_2 + h_1h_3,$$

$$r_3 = h_0h_3.$$

Стовпець \mathbf{p} взаємних кореляцій між вмістом лінії затримки фільтра і зразковим відліком вихідного сигналу являє собою перевернутий вектор імпульсної характеристики каналу зв'язку, доповнений по краях нулями. Положення відліку h_0 (тобто його відстань від першого елемента вектора) визначає сумарну затримку сигналу, що вноситься каналом зв'язку і оптимальним фільтром. Наприклад, для фільтра 8-го порядку і затримки, що дорівнює 6 тактів, вектор \mathbf{p} матиме такий вигляд:

$$\mathbf{p} = \sigma_x^2 [0 \ 0 \ 0 \ h_3 \ h_2 \ h_1 \ h_0 \ 0]^T.$$

Нижче наведені результати вирівнювання того ж каналу зв'язку, що і в прикладі з алгоритмом Вітербі, за допомогою лінійного еквалайзера.

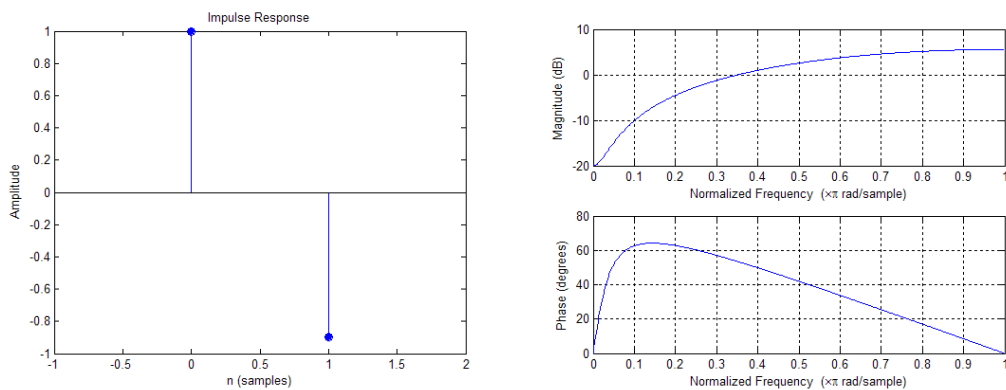


Рисунок 4.2 – Характеристики каналу зв'язку

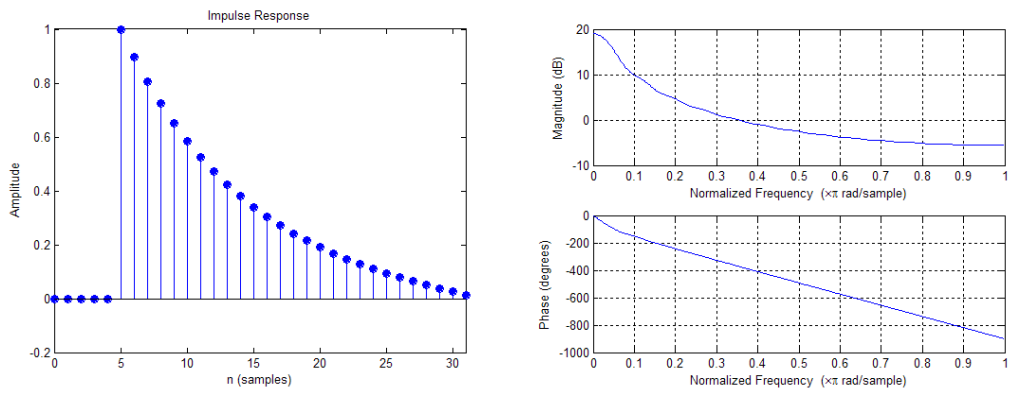


Рисунок 4.3 – Характеристики фільтра Вінера 32-го порядку

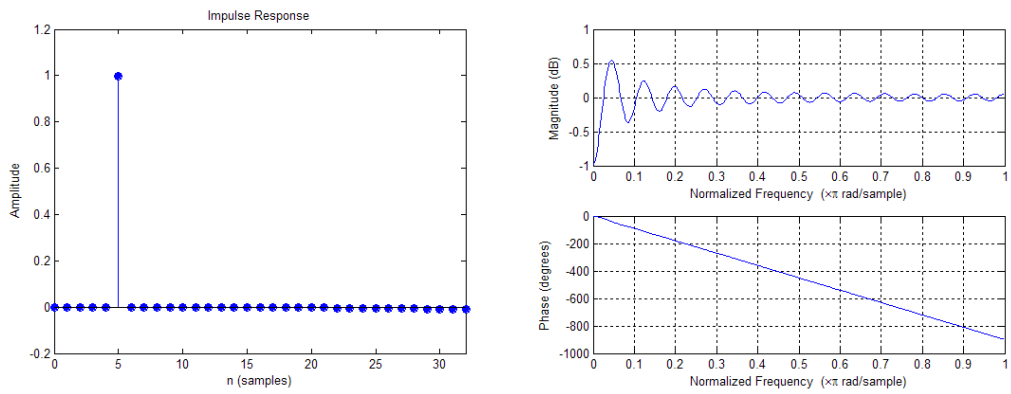


Рисунок 4.4 – Характеристики каналу зв'язку

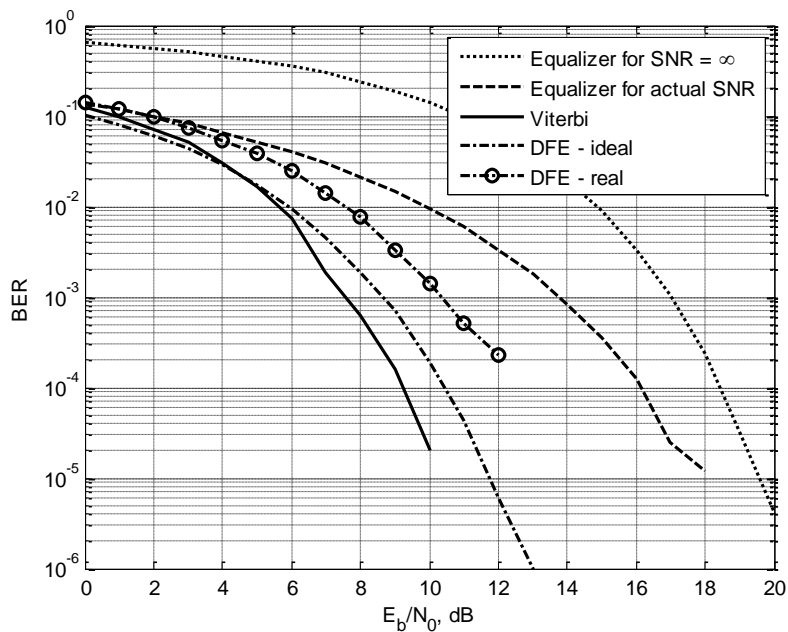


Рисунок 4.5 – Завадостійкість для різних режимів приймання сигналу

Лінійний еквайзер дає погані результати для каналів, АЧХ яких має глибокі провали.

Гранично досяжні характеристики лінійного еквайзера. Відмовимося від обмеження фізичної можливості дискретного фільтра бути реалізованим, допустивши, що його імпульсна характеристика може бути нескінченною в часі, в тому числі і при негативних k . Такий підхід означає, що ми можемо реалізувати довільну частотну характеристику фільтра. Отже, синтез оптимального еквайзера може бути виконаний в частотній області аналогічно тому, як це робилося при розгляді оптимальної фільтрації випадкового процесу. Коефіцієнт передачі для помилки відтворення корисного сигналу буде дорівнювати $1 - \dot{H}(f)\dot{K}(f)$, а спектральна густина потужності цієї складової можна визначити виразом:

$$\frac{S_0}{2} |1 - \dot{H}(f)\dot{K}(f)|^2,$$

де $S_0/2$ — рівень двобічної спектральної густини потужності початкового сигналу.

4.3 Модель каналу зв'язку з QPSK

Сигнали QPSK не містять постійної огинаючої. У QPSK підтримка відношення рівнів в квадратурних каналах не повинні застосовуватися з огляду на те, що в кожному каналі рівні незалежні. Відстань між сигнальними точками на діаграмі для системи з QPSK більше, ніж для відповідної системи з ФМ. Відстань d між сусідніми точками в системі QPSK з нормованою до одиниці піковою амплітудою і числом рівнів L може бути представлено у вигляді:

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1}$$

Simulink модель системи передачі і приймання сигналів з квадратурною фазовою маніпуляцією зображена на рис. 4.6.

Ця модель показує простий спосіб виконання модуляції смуги пропускання шляхом множення модульованого комплексного сигналу на комплексну синусоїдальну хвилю для виконання перетворення з підвищенням частоти. Розглянемо моделювання системи в реальній смузі пропускання. Прикладом цього є ситуація, коли сигнал сусідньої смуги обробляється з нелінійністю і створює завади в потрібній смузі.

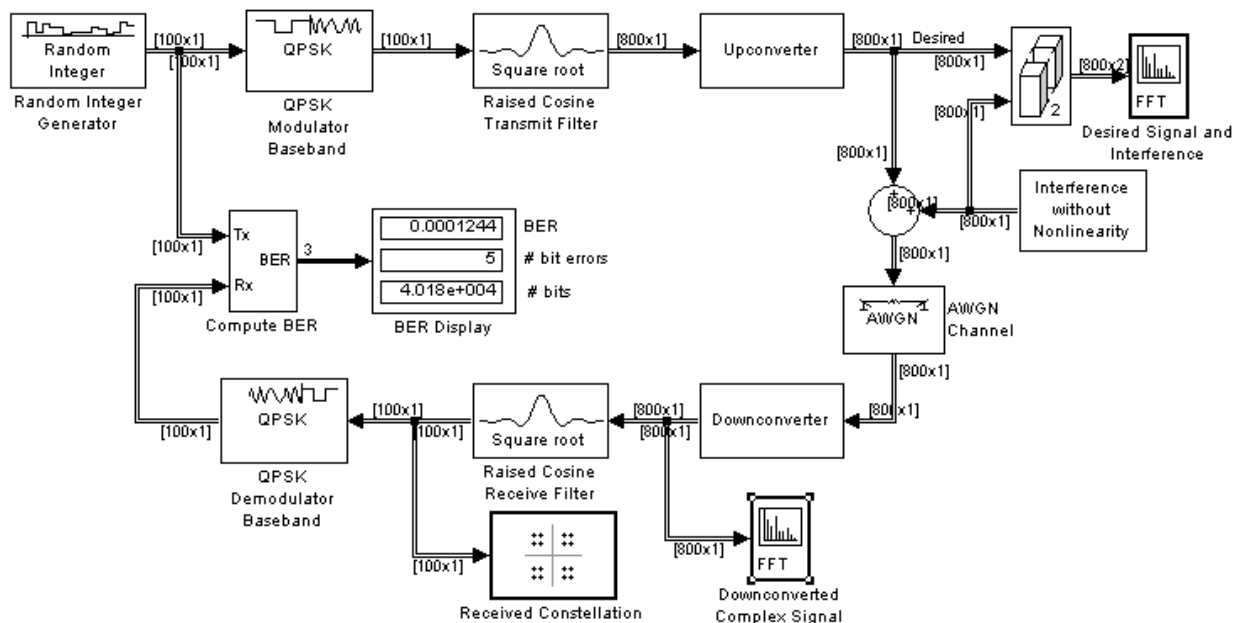


Рисунок 4.6 – Simulink модель системи передачі сигналів

Результати моделювання наступні.

Канал зв'язку у моделі (рис. 4.6) включає наступні компоненти:

Random Integer Generator - Блок, який використовується в якості джерела випадкових даних;

Модулятор і фільтр формування імпульсів, які виконують модуляцію QPSK і формування імпульсу з піднесенням косинусом;

Upconverter - Блок, який підвищує частоту модульованого сигналу;

Джерело тональних завад. Завади мають кубічну нелінійність, яку можна включати або вимикати. Коли нелінійність вимкнена, завада повністю випадає за межі смуги, але коли вона включена, третя гармоніка сигналу сусіднього каналу вводиться в основну смугу, викликаючи внутрішньоканальні завади;

AWGN Channel Блок, встановлений в режим Eb/No. Він визначає два біта на символ, тому що формат модуляції - QPSK. Потужність сигналу становить $1/(2*8)$ Вт. Це пов'язано з тим, що вихідна потужність сигналу на модуляторі складає 1 Вт. Косинусоїдальний фільтр з піднесенням коренем підвищує дискретизацію сигналу в 8 разів, що знижує потужність. Вихідний сигнал блоку перетворення з підвищенням частоти приймає тільки реальну частину сигналу, тим самим знову зменшуючи потужність, на цей раз в два рази. Нарешті, період символу становить $1e-6$ секунд, щоб відповідати вихідному часу вибірки джерела сигналу Random Integer Generator;

Downconverter Блок, який перетворює сигнал від реальної смуги пропускання для комплексної основної смуги частот;

Фільтр формування імпульсу з піднесенням косинусом, який проріджує назад до однієї вибірки на символ, і блок демодулятора QPSK.

Блоки розрахунку метрик BER і RMS EVM.

Результати та дисплеї

При запуску моделювання відкриваються два аналізатора спектра і одна діаграма розсіювання.

Перший аналізатор спектру показує сигнал і сигнал завади в смузі пропускання. При вимкненому блоці нелінійності спектр джерела тональних завад виходить за межі смуги пропускання корисного сигналу. При включеній кубічній нелінійності третя гармоніка завади потрапляє в смугу корисного сигналу. Спектр КФМн сигналу з наявністю завади представлений на рис. 4.7.

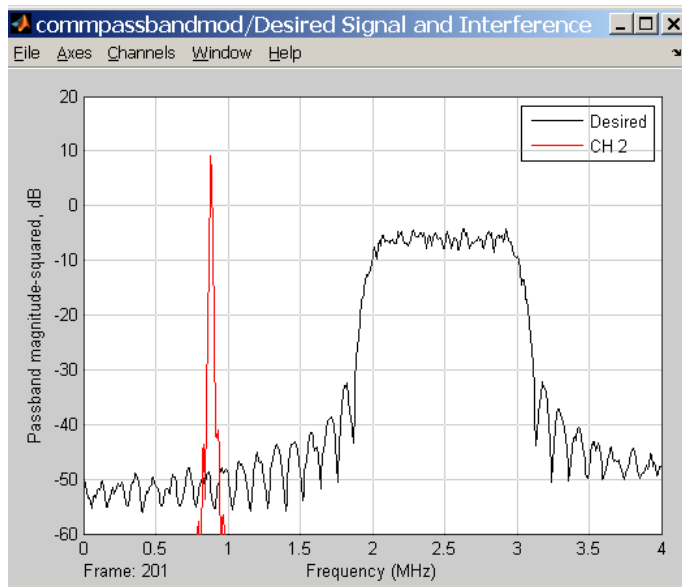


Рисунок 4.7 – Спектр КФМн сигналу з наявністю завади

Другий осцилограф ілюструє сигнал після того, як він був перетворений з пониженням частоти назад в смугу модулюючих частот в приймачі, до фільтрації з використанням кореня з піднятим косинусом. При включеній нелінійності ми бачимо заважаючий сигнал, присутній в основній смузі частот. Спектр низькочастотного еквівалента КФМн сигналу (рис. 4.8)

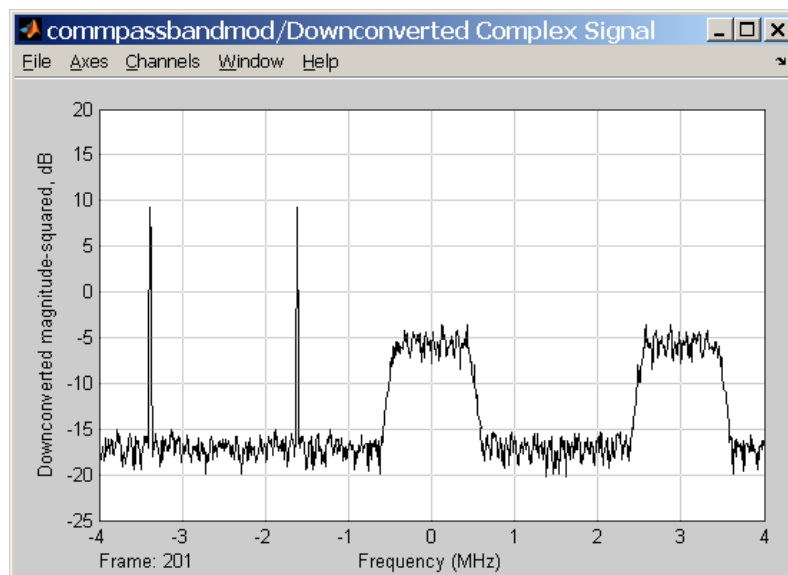


Рисунок 4.8 – Спектр низькочастотного еквівалента КФМн сигналу

Третій осцилограф показує діаграму розсіювання прийнятого сигналу, і, включаючи і вимикаючи нелінійність, ви можете переглянути вплив інтерференції на діаграму розсіювання. При включеній нелінійності сукупність сигналів більш розмита, ніж при відсутності нелінійності. Сигнальне сузір'я прийнятого сигналу з КФМн приведено на рис. 4.9

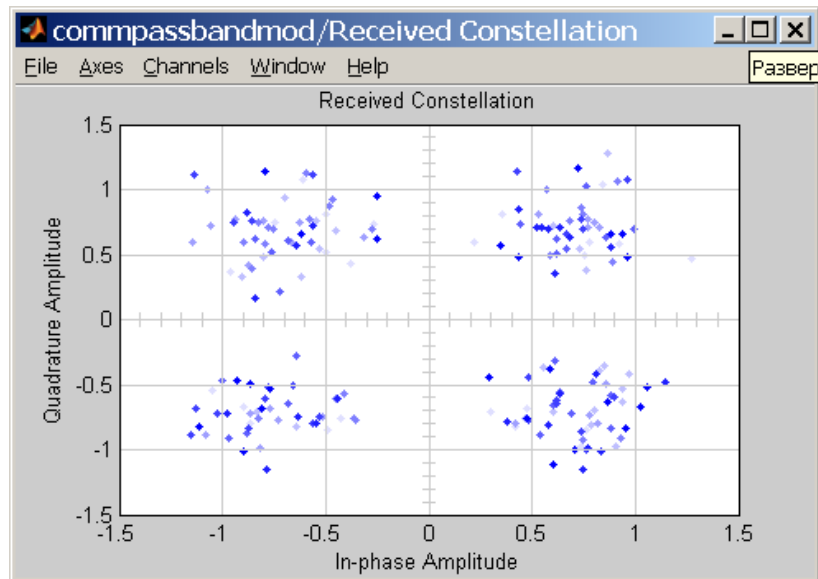


Рисунок 4.9 – Сигнальне сузір'я прийнятого сигналу з КФМн

Модель також містить два числових дисплея. Перший відображає BER послання. Розрахунок BER скидається кожен раз, коли включається або вимикається нелінійність.

Другий числовий дисплей відображає середньоквадратичну величину вектора помилки (EVM), виміряну за допомогою блоку виміру EVM.

Варіюючи параметр E_b/N_0 , ви можете побудувати криві BER і порівняти результати моделі з теоретичними. Зверніть увагу, що модель досягає очікуваних теоретичних результатів [1] для QPSK з відключеною нелінійністю. Крім того, ви можете побачити вплив нелінійності на загальний BER.

Модуляція може бути лінійною або нелінійною. Для лінійних типів модуляції справедливо лінійне співвідношення між спектром модулюючого сигналу і спектром модульованого колювання. Також лінійні співвідношення між амплітудою модульованого сигналу і вихідним інформаційним сигналом і повною фазою модульованого сигналу та інформаційним сигналом. До лінійних видів модуляції відноситься амплітудна і фазова. Частотна модуляція є нелінійною. Для лінійних процесів справедливий принцип суперпозиції, тому для них можна паралельно змінювати два параметра несучого колювання.

Мінімальний рівень символних помилок буде досягнутий у випадку, якщо відстань між сусідніми точками в сигнальному сузір'ї буде однаковим, тобто розподіл точок у сузір'ї буде рівномірним на площині. Отже, сигнальне сузір'я повинно мати ґратчастий вид. Модуляція з подібним видом сигнального сузір'я називається квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ).

КАМ є багатопозиційною модуляцією. При $M = 4$ вона відповідає КФМн, тому формально вважається для квадратурної амплітудної маніпуляції $M > 8$ (оскільки число біт на символ $k = \log_2 M$, то M може приймати тільки значення ступенів 2: 2, 4, 8, 16 тощо). Для прикладу на рис.20 приведено сигнальне сузір'я 16-QAM з кодуванням Грея.

На практиці використовуються великі значення M . Такі види модуляції дозволяють досягти високої спектральної ефективності. Однак, якщо зміни амплітуди великі, то пред'являються високі вимоги до лінійності підсилювача потужності і його динамічного діапазону, особливо для великих значень M .

Практичне здійснення квадратурної амплітудної модуляції здійснюється за допомогою процесора обробки сигналів, де зберігається таблиця значень квадратурних компонентів $I(t)$ і $Q(t)$, наявних в сигнальному сузір'ї і розташованих у порядку зростання значення

відповідного символу. Потім виконується низькочастотна фільтрація сигналів $I(t)$ і $Q(t)$.

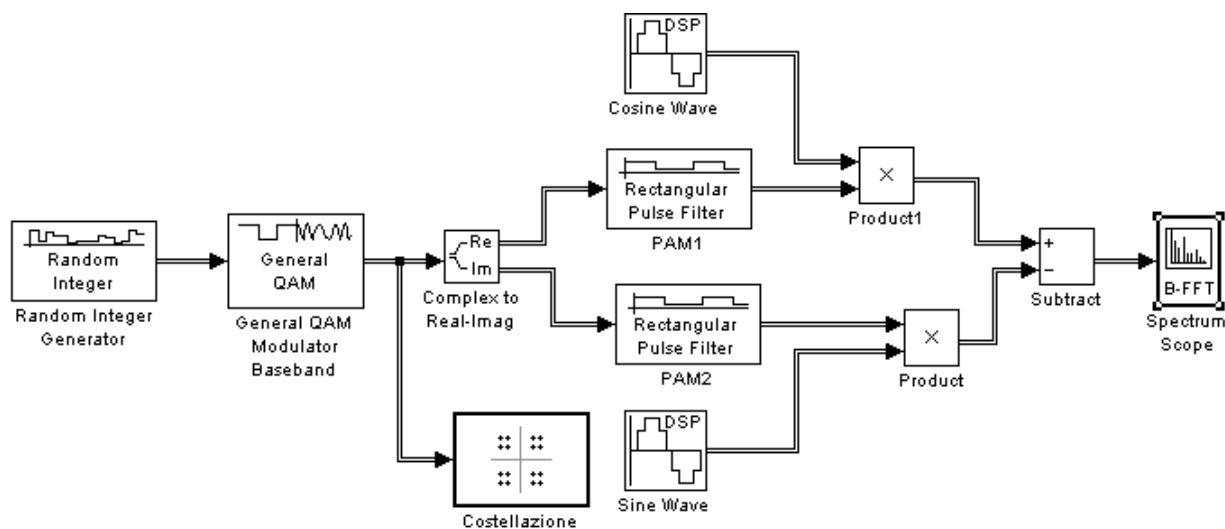


Рисунок 4.10 – Передавач сигналу QAM

Спектр сигналу QAM-16 приведений на рис.4.11

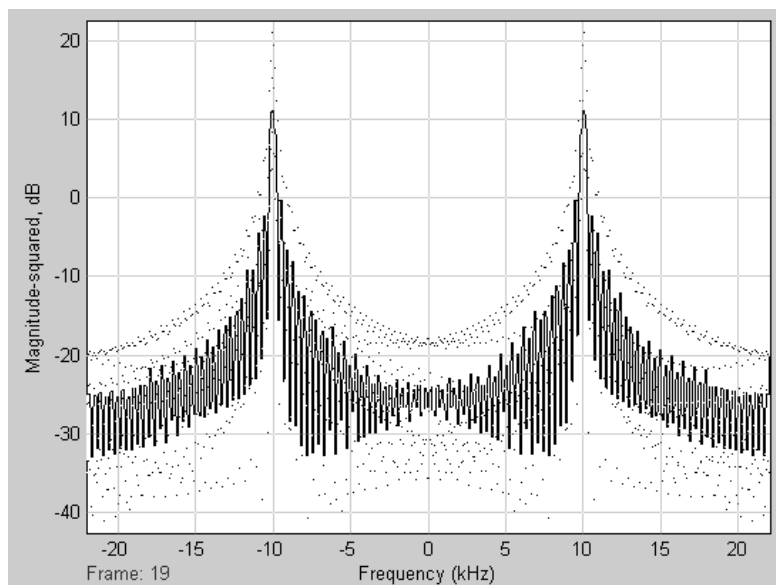


Рисунок 4.11 – Спектр сигналу QAM-16

Сигнальне сузір'я сигналу QAM-16 приведено на рис. 4.12

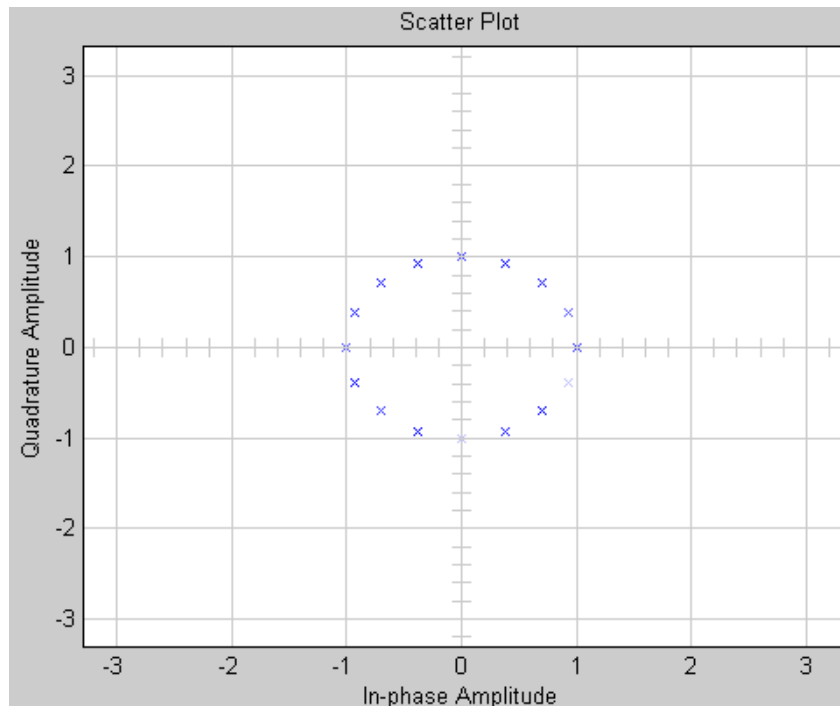


Рисунок 4.12 – Сигнальне сузір'я сигналу КАМ-16

У телебаченні може застосовуватися КАМ модуляція різного рівня від 16 КАМ до 256 КАМ. Рівень модуляції визначає кількість станів несучої, які використовуються для передачі інформації. Число бітів, переданих одним станом, визначається як $\log N$, де N - рівень модуляції. Так, модуляція 16 КАМ передає 4 біти інформації, а модуляція 256 КАМ - 8 біт.

Чим вище рівень модуляції, тим більша швидкість передачі інформації і менша завадозахищеність. КАМ модуляція більш ніж КФМн і 8ФМ чутлива до нелінійних спотворень і шумів радіотракта. Тому вона майже не використовується для каналів супутникового зв'язку.

У коаксіальних лініях зв'язку, що характеризуються високим рівнем несуча/шум, і з високим відношенням передавальної характеристики, використовується переважно КАМ модуляція різного рівня. Стандарт DVB-C пропонує як основний використовувати 64-рівневу КАМ-модуляцію, що дозволяє в каналі з смугою 7,92 МГц забезпечити швидкість 41,34 Мбіт / с і швидкість, з урахуванням завадостійкого кодування – 38,1 Мбіт / с. Сигнали

цього рівня не накладають особливих вимог до якості розподільного тракту і, як правило, можуть бути додані у існуючі мережі.

Висновки до четвертого розділу

1. Електромагнітні хвилі на вході приймача є суперпозицію багатьох хвиль, що приходять від антени передавача по найкоротшому шляху і прибувають з усіх інших напрямків через відбиття, дифракції, розсіяння, що виникають при взаємодії з різними об'єктами в навколишньому просторі. Сигнал приймальної антени містить суму хвиль з різними затримками, амплітудами і фазами. Суперпозиція цих хвиль призводить до зміни амплітуди і фази корисного сигналу.

2. За основу математичних моделей різних завмирань беруть багатопараметричні моделі, в яких адитивні і мультиплікативні завади формуються як випадкові процеси з заданими статистичними характеристиками (Релея, Райса, логарифмічно-нормальний, тощо).

3. Оцінка спектральної густини потужності відбувається через отримання перетворення Фур'є, тобто спектр сигналу. Використовують також метод кореляційної функції (Блекмена - Тьюкі) і періодограмний метод.

ВИСНОВКИ

1. Проаналізована модель системи передачі і приймання сигналів з квадратурною фазовою маніпуляцією дозволяє зробити висновок, що визначення спектральної густини потужності сигналу на антені відбувається після понижуючого перетворювача частоти за допомогою узгодженого фільтра, який виділяє потрібний частотний діапазон і позбавляється від адитивного білого гаусового шуму.

2. Для зменшення коефіцієнта бітових помилок використовують когерентні приймачі, які за допомогою кола фазового автопідлаштування частоти синхронізують момент вибірки сигналу і підвищують відношення сигнал-шум.

3. Практичне здійснення квадратурної амплітудної-модуляції здійснюється за допомогою процесора обробки квадратурних компонентів $I(t)$ і $Q(t)$, наявних в сигнальному сузір'ї і розташованих у порядку зростання значення відповідного символу. Квадратурні компоненти обираються з таблиці. Потім виконується низькочастотна фільтрація сигналів $I(t)$ і $Q(t)$.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 1.-Харків: «Компанія СМІТ».- 2003. - 580с.
2. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 2.-Харків: «Компанія СМІТ».- 2003. - 444с.
3. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : [навч. посібник] / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 245 с.
4. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
5. Сердюков П.Н. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.В. Дронов и др. – М. : АСТ, 2006. – 403 с.
6. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации/ А.И. Фалько, В.Л. Банкет, П.В. Иващенко; под. ред. А.Г. Зюко. – М. : Радио и связь, 1985. – 304 с.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Б. – Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
8. Кичак В.М. Визначення бітових спотворень в каналах з прямою корекцією помилок / В.М. Кичак, В.С. Белов, А.С. Белов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – № 1. – С. 121-124.
9. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки... Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи / Финк Л.М. – М. : Радио и связь, 1978. – 1984.
10. Зюко А.Г. Теория электрической связи /А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; Под ред. Д.Д. Кловского. - М,; Радио и связь, 1999. - 432 с.

11. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь /Пер. с англ.// Под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакока. - М.: Сов. радио, 1974. - 720 с.

12. Кривуца В. Г. Дослідження фазорізничевої модуляції високого порядку для мобільних мереж LTE /В. Г. Кривуца, Л. Н. Беркман, О. В. Хахлюк //Зв'язок. – К. ДВІА – 2013. - №2. - С.2-5.

13. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов /А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.

14. Прокис Дж. Цифровая связь /Пер. С англ.; Под. ред.. Д.Д. Кловского /Дж. Прокис – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

Додаток А
(довідковий)
Презентація

Слайд1

Модель визначення
спектральної густини
потужності сигналу на антені

Білаш О.Ю., гр. ТРМ-19-1

Керівник – к.т.н., доц. Пятін І.С.

Слайд 2

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є вивчення можливостей виділення спектральної густини потужності випадкового сигналу, що наводиться на антені цифрової системи зв'язку.

Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання.

- провести огляд методів визначення спектральної густини потужності;
- розглянути і проаналізувати структурну схему системи зв'язку з виділенням спектральної густини потужності;
- дослідити модель системи зв'язку з виділенням спектральної густини потужності .

Об'єктом дослідження є процес передачі і приймання модульованих сигналів у цифрових системах зв'язку .

Предметом дослідження є методи та засоби виділення спектральної густини потужності.

Слайд 3

Наукова новизна одержаних результатів :

1. Вперше проведена оцінка гармонійних спотворень, що призводять до появи завади від сусідньої смуги для досліджуваної системи зв'язку.
2. Набув подальшого розвитку метод виділення спектральної густини потужності сигналу на антені. .

Слайд 4

Цифрова система зв'язку

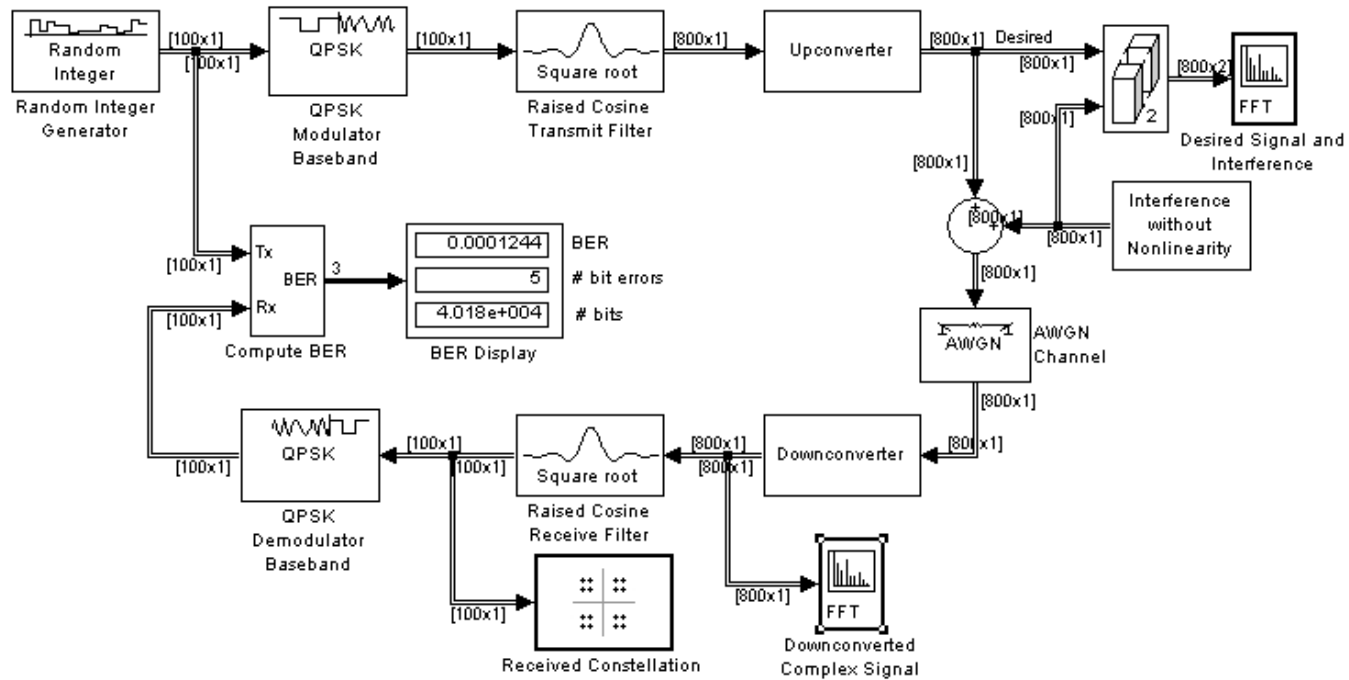


Рисунок 4.1- Simulink-модель системи зв'язку з модуляцією QPSK

Слайд 5

Аналізатори спектру

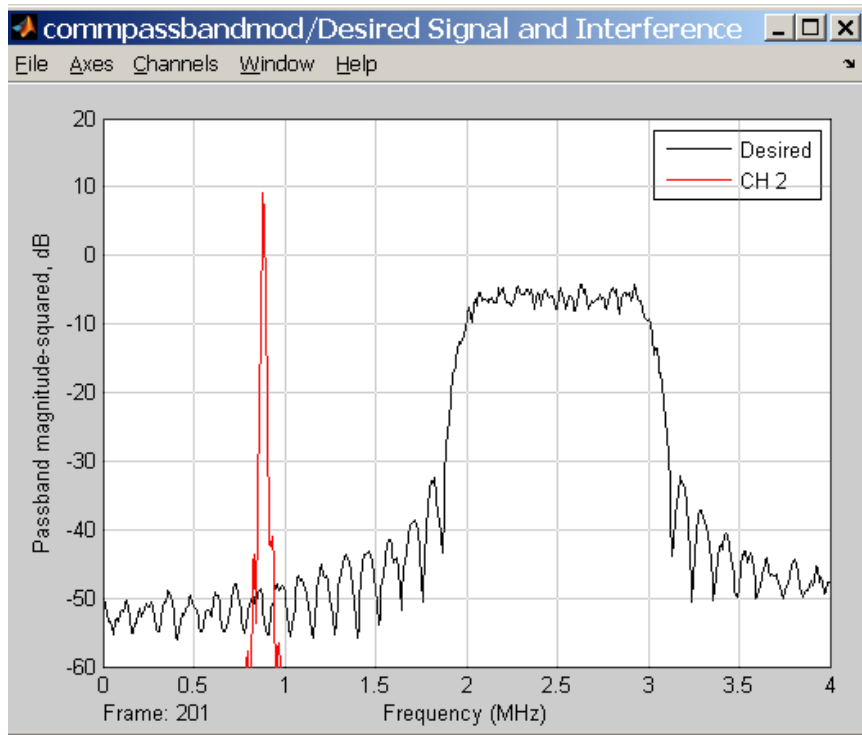


Рисунок 5.1- Смуга сигналу і завади

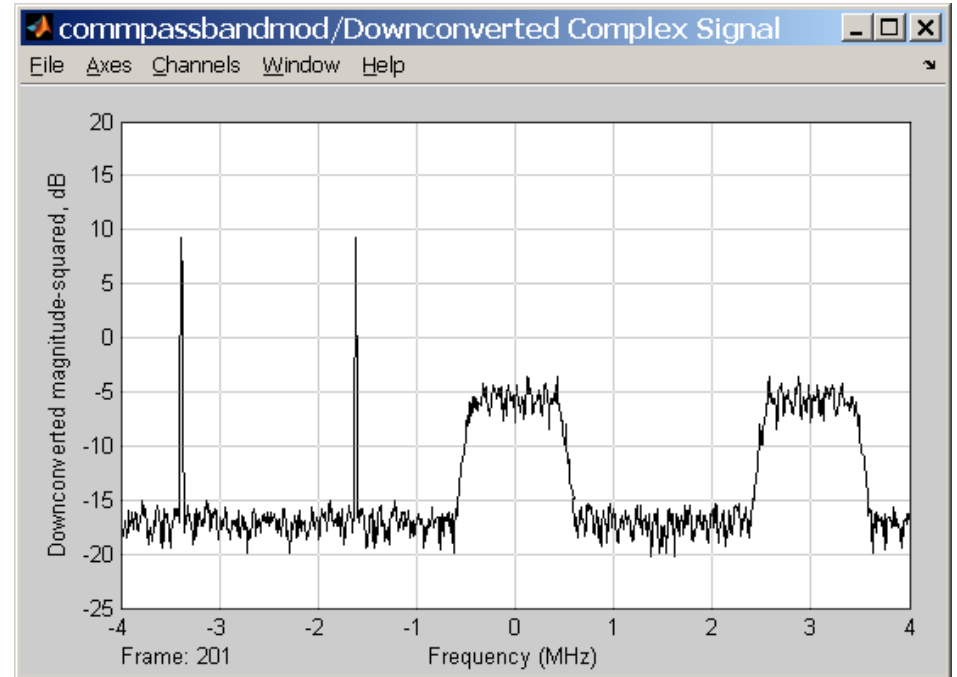


Рисунок 5.2 – Спектр низькочастотного еквівалента QPSK сигналу

Слайд 6

Оцінка енергетичної ефективності

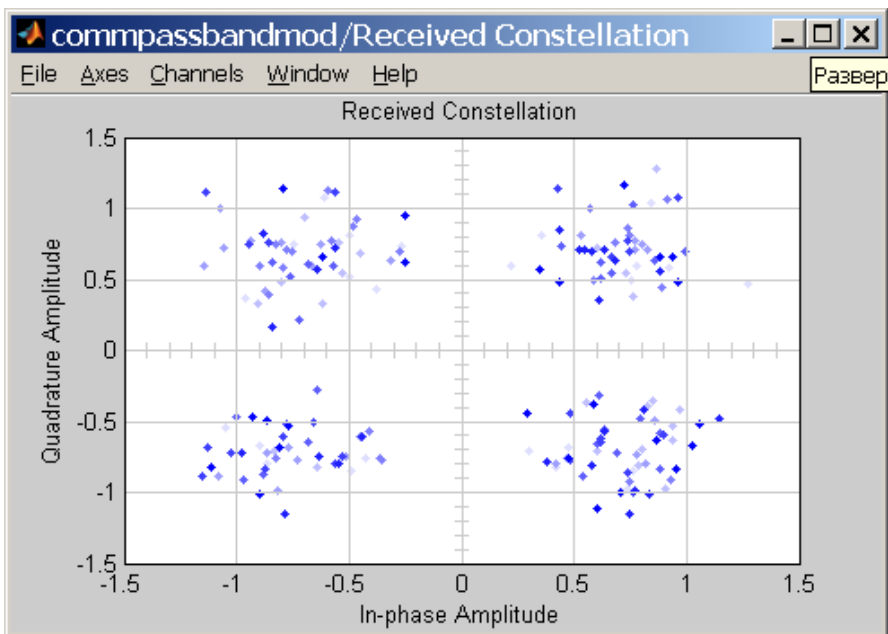


Рисунок 6.1 – Сузір'я QPSK сигналу на вході приймача

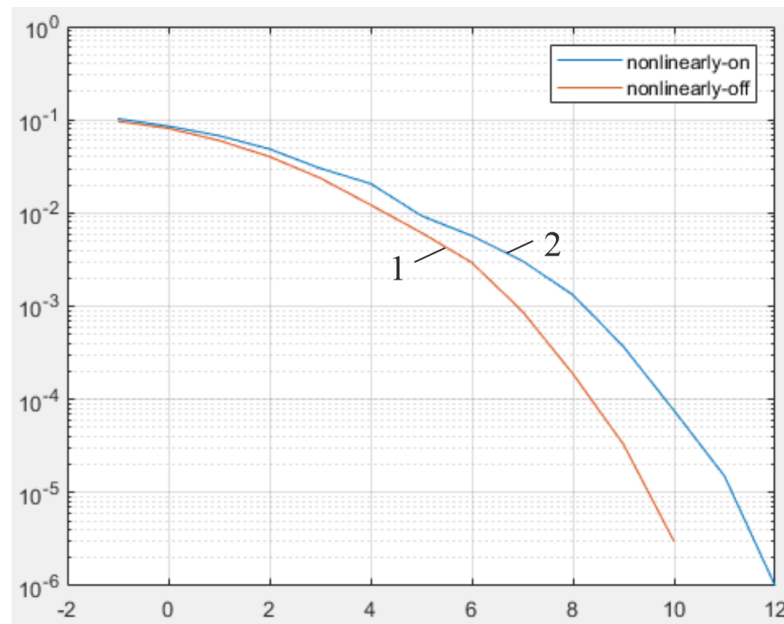


Рисунок 6.2 – Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум :
1 – відсутність завади від сусіднього каналу;
2 – наявність завади від сусіднього каналу в смузі пропускання системи зв'язку

Слайд 7

Передавач сигналу QAM

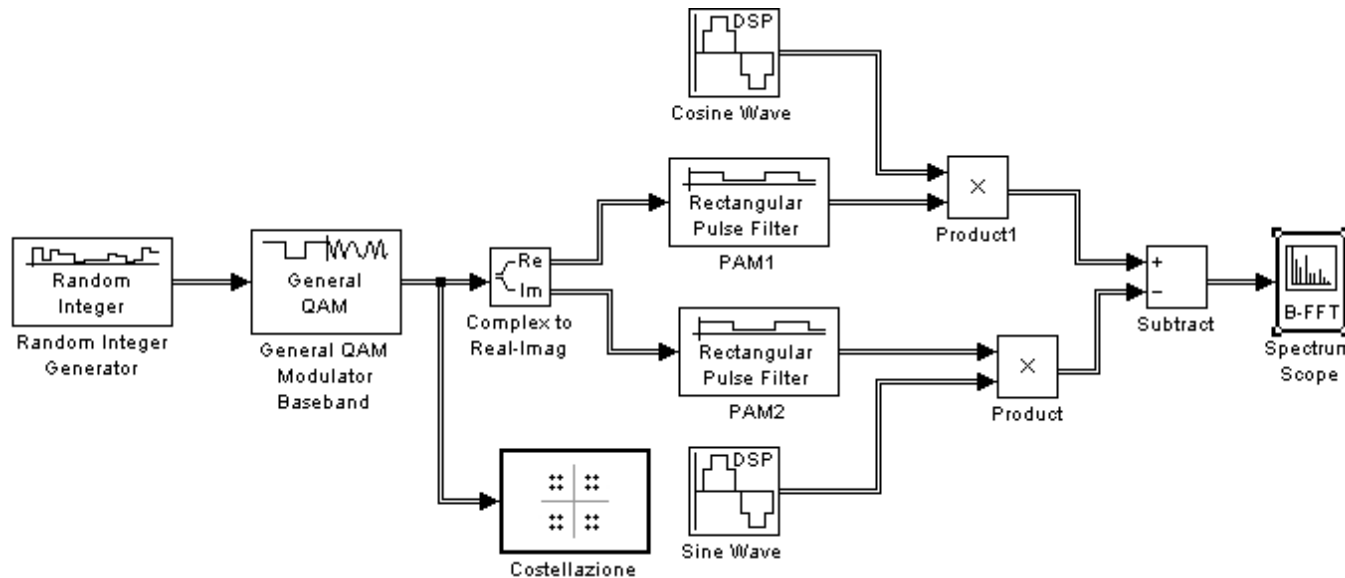


Рисунок 7.1 – Передавач сигналу 16-QAM

Слайд 8

Спектр сигнала

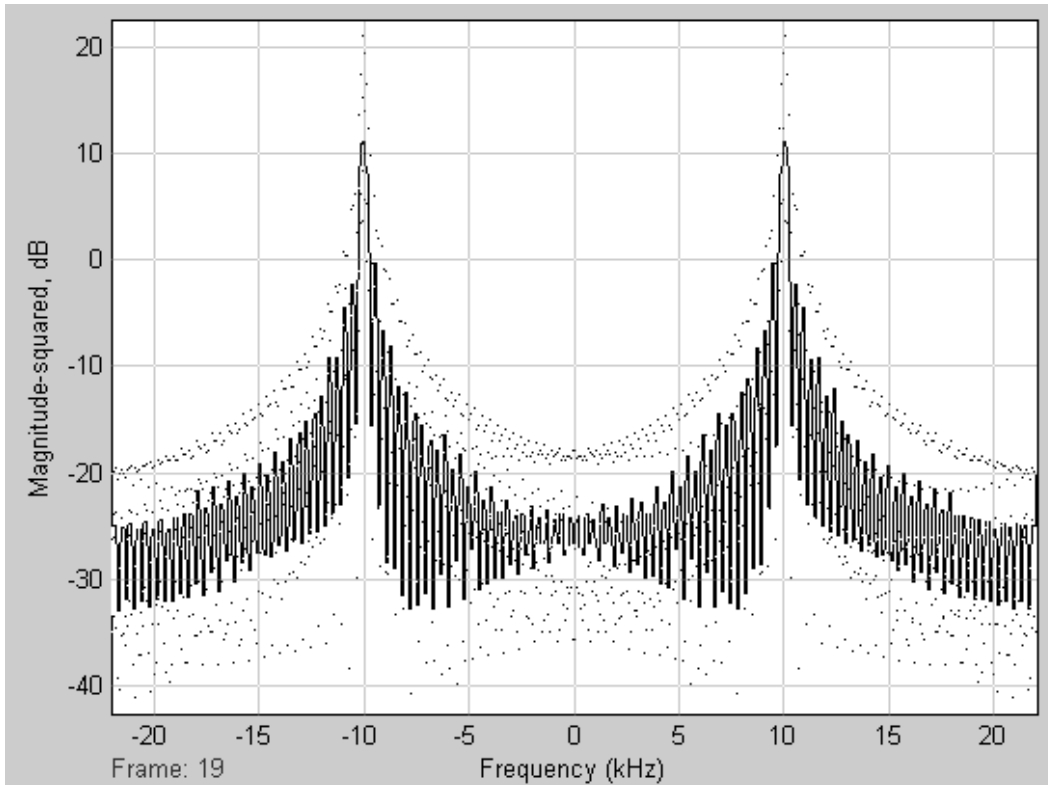


Рисунок 8.1 – Спектр сигнала QAM-16

ВИСНОВКИ

1. Проаналізована модель системи передачі і приймання сигналів з квадратурною фазовою маніпуляцією дозволяє зробити висновок, що визначення спектральної густини потужності сигналу на антені відбувається після понижуючого перетворювача частоти за допомогою узгодженого фільтра, який виділяє потрібний частотний діапазон і позбавляється від адитивного білого гаусового шуму.
2. Для зменшення коефіцієнта бітових помилок використовують когерентні приймачі, які за допомогою кола фазового автопідлаштування частоти синхронізують момент вибірки сигналу і підвищують відношення сигнал-шум.
3. Практичне здійснення квадратурної амплітудної-модуляції здійснюється за допомогою процесора обробки квадратурних компонентів i , наявних в сигнальному сузір'ї і розташованих у порядку зростання значення відповідного символу. Квадратурні компоненти обираються з таблиці. Потім виконується низькочастотна фільтрація сигналів i .
4. Наявність завади в смузі досліджуваної системи зв'язку з модуляцією QPSK погіршує енергетику системи зв'язку на 1,5 дБ.

Додаток Б
(довідковий)
Апробація роботи



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Хмельницький національний університет

Військовий інститут Київського національного університету
ім. Тараса Шевченка

ПВНЗ "Університет економіки і підприємництва"

Вінницький національний технічний університет

Західноукраїнський національний університет

Інтелектуальний потенціал - 2020

збірник наукових праць молодих науковців і студентів

сформовано за матеріалами

Всеукраїнської науково-практичної конференції
молодих науковців і студентів
«Інтелектуальний потенціал – 2020»

9-10 листопада 2020 р.

Частина 1

Хмельницький
2020

ББК 74.480.278
С.88

«Інтелектуальний потенціал – 2020» - збірник наукових праць молодих науковців і студентів / Колектив авторів – Хмельницький: ПВНЗ УЕП, 2020. – Частина 1. – 100 с.

Відповідальний редактор: Желавська Н.В.

Відповідальний за випуск: Чециун В.М.

*Редакційна колегія:
Желавський О.Б.
Кльоц Ю.П.
Чециун В.М.
Тимофеева Л.В.*

© Університет економіки і підприємництва

ЗМІСТ

Білаш О. Ю., Пятін І.С. Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені.....	5
Біндер Т. С., Пятін І.С. Модель цифрової системи зв'язку з завадостійким згортковим кодуванням.....	8
Гадомський А.В., Таранчук А.А. Метод моніторингу мережі WLAN WI-FI	11
Горбань В.В. Таранчук А.А. Високошвидкісна локальна корпоративна мережа з послугою VoIP – телефонії.....	14
Данілова Л.В., Лавров Є.А., Токар А.С. Оптимізація діалогової людинно-машинної взаємодії в комп'ютерних системах.....	18
Єрмаков М. С., Борисенко О.А. Завадостійкий біноміальний таймер.....	21
Казімірко А.О., Таранчук А.А. Аналіз механізмів захисту мережевого устаткування від хакерської атаки типу TCP SYN Flood	23
Ковальчук О.Л., Кучерявий Є.І., Таранчук А.А. Модель «розумної» мережі енергопостачання житлового будинку	26
Красильников С.Р. Зміст курсу «Комп'ютерний практикум» у професійній підготовці фахівців спеціальності 015.20 «Професійна освіта. Транспорт»	30
Крикун Є. О., Підченко С.К. Технологія побудови сенсорної мережі IoT з використанням протоколу LoRaWAN.....	32
Кубатий Н. О., Таранчук А.А. Пропускна здатність мережі голосової IP-телефонії.....	35
Локазюк В.Ю., Медзатий Д.М. Розробка системи відкритого світу в Unreal Engine 4.....	39
Маниленко М.П., Полікаровських О.І. Обчислювальний метод формування вихідного сигналу синтезатора високих частот.....	42
Матюк Д.С., Мишко О.Є., Деркач М.В. Вплив температури повітря на точність локалізації мобільного робота	46
Мельник О. Д., Журавська І. М. Використання технології розпізнавання образів для автоматизації обліку показників побутових лічильників енергії.....	49
Михальський В.М., Полікаровських О.І. Метод нейромережевого керування системою адаптивного радіозв'язку Software Defined Radio.....	53
Ніколайчук І.А., Пятін І.С. Моделювання транспортного каналу з полярними кодами для мобільного зв'язку п'ятого покоління.....	57

Огневий О.В. Проблема верифікації протоколів когерентності пам'яті...	60
Огневий О.В., Огнева А.М. Особливості захисту інформаційних ресурсів під час проведення відеоконференцзв'язку	64
Полянчикін В.Г., Гнезділов М.Д., Журавська І.М. Діагностично-тренувальні прилади для відновлення рефлексів ушкоджених кістей та пальців рук	69
Руденко І.В. Інформаційна технологія для класифікації марок автомобілів з використанням згорткової нейронної мережі	72
Слободян М.О., Бабій Д.Р., Підченко С.К. Моделювання хаотичного генератора Лоренца засобами Matlab/Simulink	76
Слюсарчук О.О., Підченко С.К. Математична модель багаточастотної автоколивальної системи як динамічного об'єкта	77
Тогоєв О. Р. Організація захисту інфраструктури електронної комерції на базі протоколів DoT та DoH	82
Трач Б.В., Підченко С.К. Моделювання систем зв'язку з OFDM модуляцією	85
Чеснюк М.В., Медзатий Д.М. Алгоритм визначення пробудження людини під час сну	90
Шпірук М. С., Пятін І.С. Моделювання спотворень сигналу у каналі передачі і їх впливу на коефіцієнт бігових помилок цифрової системи зв'язку	93

Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені Білаш О. Ю.

Науковий керівник – к.т.н., доц. Пятін І.С.
Хмельницький національний університет

Векторні аналізатори сигналів використовують для досліджень радіосигналів складної форми, наприклад сигналів з цифровою квадратурною модуляцією, а також високочастотних імпульсних і нестационарних процесів. Наприклад, сигналів, що застосовуються в системах зв'язку GSM, GPRS, EDGE, WCDMA, CDMAOne і CDMA2000, а також з довільними видами модуляції. Параметри таких коливань важко оцінити за допомогою звичайних приладів. Щоб отримати вичерпні відомості про модуляції і характеристики сигналу у часовій і частотній областях, необхідно досліджувати двокомпонентний (векторний) процес, що відображає зміни в часі амплітуди і фази вихідного сигналу. Засоби цифрової обробки сучасних векторних аналізаторів дозволяють реєструвати подібні процеси і виділяти всю інформацію про параметри прийнятого сигналу. Ці можливості заслуговують на увагу фахівців з радіоконтролю з урахуванням проблем, які виникають при аналізі сигналів сучасних систем з часовим і кодовим поділом каналів, псевдовипадковою перебудовою частоти і цифровою модуляцією. Прилади характеризуються високою точністю та швидкістю аналізу спектра, широкими можливостями апаратно- програмної взаємодії з іншими комплексами та приладами.

Аналізатори сигналів поділяються на цифрові і аналогові. Цифрові моделі користуються попитом, оскільки дозволяють відстежити зміни спектральної картини і побудувати спектрограми за весь період вимірювання. При цьому цифрові аналізатори спектра володіють необмеженими можливостями у разі обробки сигналів, що збережені в пам'яті.

За частотним діапазоном роботи прилади поділяються на:

- широкосмугові радіочастотні ;
- оптичного діапазону;
- низькочастотні.

За поданням результатів аналізу виділяють два типи приладів:

- скалярні аналізатори. Прилади використовуються для вивчення амплітудних характеристик. Їх застосовують на виробничих лініях для виявлення несправних компонентів;

- векторні аналізатори. Ці пристрої призначені для аналізу сигналів, які мають складну форму, нестационарних імпульсів і високочастотних процесів. Векторний аналізатор застосовується для дослідження амплітудних і фазових параметрів.

Аналіз параметрів радіосигналів поряд з їх виявленням становить одну з основних операцій радіоконтролю. У процесі аналізу оператор або

комп'ютерна програма визначають характеристики виявленого радіосигналу, такі як несуча частота, рівень, форма і ширина спектра, параметри модуляції тощо. Результати цих вимірювань використовуються для перевірки відповідності параметрів контрольованих систем встановленим нормам або служать вихідними даними для процедур класифікації та ідентифікації сигналів і радіосистем, в яких ці сигнали використовуються.

Щоб отримати детальну інформацію про прийняті сигнали, необхідно досліджувати їх поведінку в часі і виконати спектральний аналіз в частотній області. Якщо виявлений сигнал модульований, потрібно визначити вид модуляції і оцінити часові і частотні параметри модульованих сигналів.

Для вимірювання всієї сукупності параметрів системи контролю радіосигналу доводиться використовувати кілька спеціалізованих приладів: аналізатори спектру, вимірювальні приймачі та аналізатори модуляції.

У частотній області для досліджень форми спектра, вимірювання рівнів і несучих частот радіосигналів використовуються головним чином послідовні аналізатори спектра. Такий прилад формує спектральну картину послідовно в процесі перебудови керованого генератора перетворювача частоти і вимірювання рівнів на виході смугового фільтра, як показано на рис. 1, а.

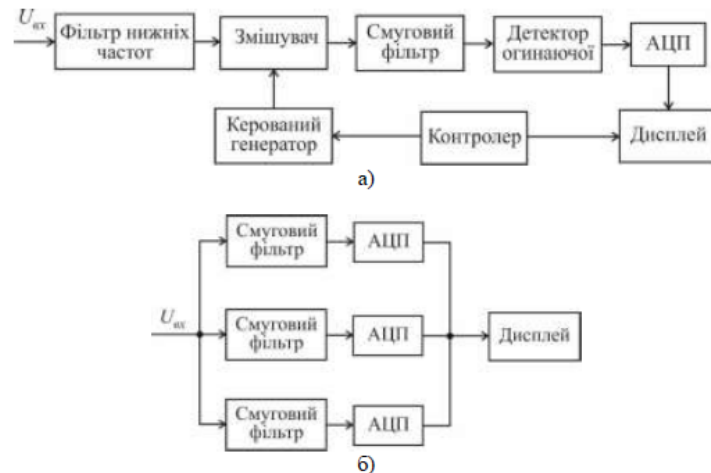


Рисунок 1 – Структурна схема аналізаторів спектра послідовного (а) і паралельного (б) типу

Паралельний аналізатор оцінює весь спектр відразу, оскільки містить групу налаштованих на суміжні частоти смугових фільтрів (рис.16). Оскільки реалізація аналогової структури такого виду складна, на практиці використовується її цифровий еквівалент у вигляді ШПФ - аналізатора, який обчислює спектр за допомогою алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). У порівнянні з послідовними аналоговими, цифрові паралельні ШПФ - аналізатори володіють певними перевагами: більш високою роздільною здатністю і швидкістю роботи, можливістю аналізу імпульсних і одноразових сигналів. Вони здатні обчислювати не тільки амплітудний, але і фазовий спектри, а також одночасно представляти сигнали в часовій і частотній областях. На жаль, паралельні ШПФ - аналізатори через обмежені можливості аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) працюють тільки на відносно низьких частотах.

Основна перевага вимірювального приймача - більш висока в порівнянні з аналізатором спектру чутливість і наявність на вході смугових фільтрів (для виконання попередньої вибіркової), частота яких перебудовується, які істотно підвищують завадозахищеність в умовах щільного завантаження радіодіапазонів, характерних для задач радіоконтролю. Калібрований за коефіцієнтом підсилення і частотою тракт вимірювального приймача використовується для оцінки рівнів і частот радіосигналів і має в своєму складі декілька стандартних демодуляторів для дослідження характеристик модуляції прийнятого сигналу у часовій області. Разом з тим, можливості аналізу сигналів в частотній області у приладів цього класу, як правило, обмежені.

Аналізатори модуляції застосовуються для досліджень процесів на виходах стандартних демодуляторів. Вибираючи необхідний тип демодулятора, оператор отримує відомості про характер і параметрах зміни амплітуди, частоти або фази прийнятого сигналу.

Останнім часом у зв'язку з інтенсивним розвитком систем рухомого і супутникового радіозв'язку і широким впровадженням перспективних цифрових методів модуляції і поділу каналів, вимоги до апаратури аналізу сигналів істотно змінилися. На зміну послідовним аналізаторам спектру і панорамним приймачам з простими амплітудними і частотними демодуляторами приходять нові прилади, здатні ефективно працювати відразу в трьох областях подання радіосигналів: часовій, частотній і в області модулюючих процесів. Вони дозволяють представляти сигнал в різних ракурсах і підвищувати можливості його аналізу і виявлення похибок.

Перелік посилань

1. Основы метрологии и техники измерения физических величин. Учебное пособие для иностранных студентов технических специальностей в трех частях. Часть III. Методы и средства измерения параметров

Розглянемо декодування згорткових кодів. Декодування реалізує алгоритм Вітербі, заснований на принципі максимальної правдоподібності (рис. 3). Алгоритм включає в себе обчислення міри подібності (або відстані Хеммінга), між сигналами на вході декодера і на його виході. Декодер приймає рішення шляхом виключення менш ймовірних шляхів.

Згорткові коди ефективно працюють в каналі з білим шумом, але погано справляються з пакетами помилок. Більш того, якщо декодер помиляється, на його виході виникає пакет помилок, який виправляється кодом РС. Згорткові коди використовуються при низькому відношенні сигнал-шум, коли виправляючої здатності блокових кодів стає недостатньо.



Рисунок 3 – Декодер згорткових кодів за алгоритмом Вітербі

Алгоритм оптимізований за рахунок використання особливостей структури конкретної решітки коду. Перевага декодування Вітербі в порівнянні з декодуванням за методом повного перебору полягає в тому, що складність декодера Вітербі не є функцією кількості символів в послідовності кодових слів.

Алгоритм включає в себе обчислення відстані між сигналом, отриманим в момент часу t_f , і всіма шляхами решітки, що входять в кожний стан в момент часу t_i . В алгоритмі Вітербі не розглядаються ті шляхи решітки, які, згідно з принципом максимальної правдоподібності, не можуть бути оптимальними. Якщо в один і той же стан входять два шляхи, вибирається той, який має кращу метрику; такий шлях називається виживаючим. Відбір виживаючих шляхів виконується для кожного стану. Таким чином, декодер заглиблюється в решітку, приймаючи рішення шляхом виключення менш ймовірних шляхів. Попередня відмова від малоімовірних шляхів спрощує процес декодування. Завдання відбору оптимальних шляхів можна виразити як вибір кодового слова з максимальною метрикою правдоподібності або мінімальною метрикою відстані.

На вхід декодера надходить сегмент послідовності r довжиною b , що перевищує кодову довжину блоку n . Назвемо b вікном декодування. Порівняємо всі кодові слова даного коду (в межах сегмента довжиною b) з прийнятим словом і виберемо кодове слово, найближчим до прийнятого. Перший інформаційний кадр обраного кодового слова приймається в якості

оцінки інформаційного кадру декодованого слова. Після цього в декодер вводиться n_0 нових символів, а введені раніше найстаріші n_0 символів скидаються, і процес повторюється для визначення наступного інформаційного кадру. Таким чином, декодер Вітербі послідовно обробляє кадр за кадром, рухаючись по решітці, яка аналогічна використовуваній кодером. У кожен момент часу декодер не знає, в якому вузлі знаходиться кодер, і не намагається його декодувати. Замість цього декодер за прийнятою послідовністю визначає найбільш правдоподібний шлях до кожного вузла і визначає відстань між кожним таким шляхом і прийнятою послідовністю. Ця відстань називається мірою розбіжності шляху. В якості оцінки прийнятої послідовності вибирається сегмент, який має найменшу міру розходження. Шлях з найменшою мірою розбіжності називається вижившим шляхом.

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. Банкет В. Л. Завадостійке кодування в телекомунікаційних системах: навч. посіб. з вивчення модуля 4 дисципліни ТЕЗ / В.Л. Банкет, П.В. Іващенко, М.О. Іщенко. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2011. – 100 с.

Метод моніторингу мережі WLAN WI-FI

Гадомський А.В.

Науковий керівник: к.т.н. доцент Таранчук А.А.

Хмельницький національний університет

Реалізації Wi-Fi дозволяють отримати швидкість передачі даних понад 100 Мбіт/с, при цьому користувачі можуть переміщуватися між точками доступу територією покриття мережі Wi-Fi, використовуючи мобільні пристрої, які оснащені клієнтськими приймально-передавальними (ПП) пристроями Wi-Fi для отримання доступу до мережі Інтернет. Наявність ПП Wi-Fi дозволяє користувачу підключатися до комутаційного шлюзу, а також підтримувати з'єднання декількох кінцевих пристроїв користувача між собою.

В сучасних умовах зростання обсягів трафіку інтернет мереж необхідно забезпечувати користувачів якісним абонентським доступом до мережі Wi-Fi та покращувати і розвивати сферу послуг.

Дальність передавання інформації залежить від потужності передавача Wi-Fi, наявності і характеристик перешкод, типу антени тощо. Ядром

Завідувачу кафедри телекомунікацій
та радіотехніки
д.т.н., професору Бойку Ю.М.
здобувача вищої освіти
Білаша О.Ю.
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 42.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 8%

ID: 84774 Название: Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені Добавлено в БД: 2020-12-15 Авторы: Білаш Олександр Юрійович Руководители: Пятін Ілля Станіславович Консультанты: Опоненты: Корещька Людмила Олександрівна	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	68615	582	28880 (42%)	239 (41%)

Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы
84076	Название: Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені Добавлено в БД: 2020-12-11 Авторы: Білаш Олександр Юрійович Руководители: Пятін Ілля Станіславович Консультанты: Опоненты:	28732 (42.0%)	238 (41.0%)



Ім'я користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

Дата перевірки:
15.12.2020 11:10:16 EET

Дата звіту:
15.12.2020 11:12:35 EET

ID перевірки:
1005460005

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

ID користувача:
100005656

Назва документа: Білаш Ю.О. - ТРМ-19-1_2

Кількість сторінок: 71 Кількість слів: 11306 Кількість символів: 80215 Розмір файлу: 12.14 MB ID файлу: 1005749898

Виявлено модифікації тексту (можуть впливати на відсоток схожості)

4.17%
Схожість

Найбільша схожість: 1.19% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1005443168)

4.01% Джерела з Інтернету 518 Сторінка 73

1.42% Джерела з Бібліотеки 40 Сторінка 76

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнено

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнено

43%
Вилучень

Деякі джерела вилучено автоматично (фільтри вилучення: кількість знайдених слів є меншою за 8 слів та 0%)

Немає вилучених Інтернет-джерел

43% Вилученого тексту з Бібліотеки 1 Сторінка 76

Модифікації

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

Замінені символи 23

Підозріле форматування 17 сторінок

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: Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені

Автор: Білаш Олександр Юрійович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

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

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

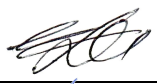
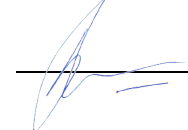
№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське 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 укріття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Запозичення у розмірі 4.21%, виявлені в роботі відповідають тексту стандартних бланків та списку літератури, решта запозичень є випадковими, або на них є посилання, тому ці запозичення не є плагіатом, бо вони не стосуються наукової новизни і практичної значущості роботи.

«14» грудня 2020 р.

Науковий керівник

Завідувач кафедрою ТР

Пятін І.С.

Бойко Ю.М.

Рецензія опонента

на дипломну роботу магістра Білаш О.Ю. за темою:

«Модель визначення спектральної густини потужності сигналу на антені»

Для отримання характеристик випадкового сигналу, що наводиться на антені, необхідно досліджувати у часовій і частотній областях двокомпонентний (векторний) процес, який відображає зміни в часі його амплітуди і фази. Для вимірювання всієї сукупності параметрів доводиться використовувати декілька спеціалізованих приладів: аналізатори спектру, вимірювальні приймачі та аналізатори модуляції. У системах зв'язку використовують вимірювання цих параметрів, тому тема роботи актуальна.

Наукова новизна полягає у оцінці гармонійних спотворень, що призводять до появи завади від сусідньої смуги для досліджуваної системи зв'язку.

Перший розділ присвячений аналізу шумів у системах зв'язку. Гармонійні спотворення утворюються, коли синусоїдальний сигнал проходить через коло з нелінійною передаточною функцією. При цьому крім основної гармоніки сигналу з'являються додаткові складові, які були відсутні у вхідному сигналі

Другий розділ присвячений аналізу математичних моделей широкосмугових сигналів. Багатопозиційна квадратурна амплітудна маніпуляція ефективніше багатопозиційної фазової маніпуляції. 16-QAM ефективніше на 4 дБ, 64-QAM ефективніше на 10 дБ.

Третій розділ присвячений моделюванню каналів зв'язку задитивними і мультиплікативними завадами. Імовірність символної помилки визначається відношенням сигнал/шум і геометрією сигнального сузір'я.

Четвертий розділ присвячений моделі визначення спектральної густини потужності сигналу на антені. Електромагнітні хвилі на вході приймача є суперпозицією багатьох хвиль, що приходять від антени передавача по найкоротшому шляху і прибувають з усіх інших напрямків через відбиття,

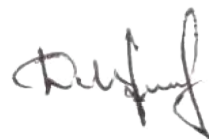
дифракції, розсіяння, що виникають при взаємодії з різними об'єктами в навколишньому просторі. Сигнал приймальної антени містить суму хвиль з різними затримками, амплітудами і фазами. Суперпозиція цих хвиль призводить до зміни амплітуди і фази корисного сигналу.

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 можливостей визначення спектральної густини потужності випадкових сигналів.

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

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



Макаришкін Д.А.