



Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій  
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії ім. В.В. Поповського  
Рівень вищої освіти другий (магістерський)  
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка  
Спеціалізація Інфокомунікаційна інженерія

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Зав. кафедри \_\_\_\_\_  
(підпис)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 р.

**ЗАВДАННЯ  
НА АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ**

студентові Абрамову Володимирі Сергійовичу  
(прізвище, ім'я, по-батькові)

1. Тема роботи: Аналіз внутрішньосистемної електромагнітної сумісності супутникової системи зв'язку стандарту DVB-S2 затверджена наказом по університету від «24» жовтень 2019р. № 1537Ст

2. Термін здачі студентом роботи 18.12.2019р.

3. Вихідні дані до роботи: стандарт DVB-S2, загальна смуга частот прийомопередавачів супутника становить 1753 МГц. Смуга пропускання кожного прийомопередавача на рівні 3 дБ становить від 26 до 54 МГц. Рознос частот між несійними частотами 19 МГц.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

- 1) Аналіз стану сучасних супутникових систем зв'язку
- 2) Дослідження крос-поляризаційної структури сигналу в супутникових лініях зв'язку.
- 3) Метод аналізу внутрісистемного електромагнітної сумісності супутникових систем зв'язку.
- 4) Аналіз електромагнітної сумісності супутникової системи зв'язку DVB-S2.

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

Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації; Спектр прийомопередавачів супутника Hot Bird 8; Результати натурних досліджень крос-поляризаційної

структури сигналу; Результати експерименту; Вихідні данні для аналізу;  
Результати моделювання;

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1 )

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по- батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
1, 2, 3,4	проф. Коляденко Ю.Ю.		

7. Дата видачі завдання 02.09.2019 р.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Визначення та затвердження теми кваліфікаційної роботи	02.09.2019	виконано
2	Формулювання завдання на її виконання	10.09.2019	виконано
3	Розробка теми роботи згідно із завданням	15.10.2019	виконано
4	Оформлення роботи та підготовка до захисту	01.12.2019	виконано

Дата видачі завдання 02 09 2019р.

Студент \_\_\_\_\_ Абрамов В.С.  
 (підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи \_\_\_\_\_ проф. Коляденко Ю.Ю.  
 (підпис) (посада, прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить 84 сторінки, 48 рисунків, 24 таблиць, 22 джерел за переліком посилань.

СУПУТНИКОВА СИСТЕМА ЗВ'ЯЗКУ, ПЕРЕШКОДОСТІЙКІСТЬ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ, ПОЛЯРИЗАЦІЙНО-ЧАСОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ, КОМПЕНСАТОР ПЕРЕШКОД.

Об'єкт дослідження – процеси поширення сигналів у супутникових радіолініях зв'язку та зміни їх поляризаційної структури.

Предмет дослідження – методи оцінки якості надання послуги.

Мета роботи – підвищення завадостійкості передачі цифрової інформації по радіолініям зв'язку та забезпечення внутрішньосистемної електромагнітної сумісності супутникових систем зв'язку стандартів DVB-S2.

Методи досліджень – базуються на основних положеннях радіофізики, теорії електровз'язку,

У роботі розглянуто актуальні задачі крос-поляризаційних спотворень у супутникових системах зв'язку.

## ABSTRACT

The explanatory note contains 84 pages, 48 figures, 24 tables, 22 sources in the list of references.

SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM, INTERFERENCE, ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, POLARIZATION-TIME PROCESSING OF SIGNALS, COMPENSATOR INTERFERENCE.

Object of study - the processes of signal propagation in satellite radio communication lines and changes of their polarization structure.

The subject of the study - methods of assessing the quality of service.

The purpose of the work is to increase the noise immunity of transmitting digital information over radio communication lines and to ensure the in-system electromagnetic compatibility of satellite communication systems of DVB-S2 standards.

Research methods - based on the basic principles of radiophysics, telecommunication theory,

The paper deals with the current problems of cross-polarization distortions in satellite communication systems.

## ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів.....	8
Вступ.....	9
1 Аналіз стану сучасних супутникових систем зв'язку.....	10
1.1 Аналіз стандартів супутникового телевізійного мовлення .....	10
1.2 Методи завадостійкості стандартів DVS-S і DVS-S2.....	13
1.3 Частотний план супутникового мовлення і методи поляризаційної розв'язки каналів.....	29
2 Дослідження крос-поляризаційної структури сигналу в супутникових лініях зв'язку.....	31
2.1 Моделі крос-поляризаційної вибіркості .....	31
2.2 Результати натурних досліджень крос-поляризаційної структури сигналу без впливу опадів у вигляді дощу .....	34
2.2.1 Схема експерименту по дослідженню крос-поляризаційних перешкод.....	35
2.2.2 Результати експерименту.....	35
2.3 Результати натурних дослідження крос-поляризаційної структури сигналу при впливі опадів у вигляді дощу.....	36
2.4 Результати тестування моделей крос-поляризаційної вибіркості і загасання внаслідок дощу .....	39
3 Метод аналізу внутрісистемного електромагнітної сумісності супутникових систем зв'язку.....	43
3.1 Показники якості функціонування супутникових систем зв'язку.....	43
3.2 Розробка методики аналізу електромагнітної сумісності супутникових систем зв'язку.....	44
3.2.1 Аналіз параметрів джерел корисного і що заважає сигналів.....	44
3.2.2 Втрати енергії на трасі поширення радіохвиль.....	49
3.2.3 Аналіз параметрів приймача корисного сигналу при одночасній дії корисного і що заважає сигналів.....	52
3.2.4 Аналіз електромагнітної сумісності .....	61
4 Аналіз електромагнітної сумісності супутникової системи зв'язку DVB-S2....	65
4.1 Вихідні дані для аналізу.....	65
4.2. Втрати енергії на трасі поширення радіохвиль.....	65

4.3 Аналіз параметрів приймачів корисного сигналу при одночасній дії корисного і що заважає сигналів.....	66
4.4 Потужність на вході приймача.....	69
4.5 Результати моделювання.....	71
Висновки.....	80
Перелік джерел посилань.....	82

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ,  
СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

ААР –	адаптивна антенна решітка;
АКП –	адаптивний компенсатор перешкод;
АФР –	амплітудно-фазові розподілу;
ВВК –	вектор вагових коефіцієнтів;
ШСЗ –	штучний супутник землі;
КВП –	коефіцієнт використання поверхні;
КМ –	ковариационная матриця;
КСД –	коефіцієнт спрямованої дії;
ККД –	коефіцієнт корисної дії;
КП –	коефіцієнт посилення;
ВСШ –	відношення сигнал/шум;
ОКП –	опорний канал прийому;
ОСПШ –	отношение сигнал / перешкода + шум;
ПЧОС –	поляризаційно-часова обробка сигналів;
РЗ –	ретранслятор зв'язку;
РЕЗ –	радіоелектронні засоби;
СПО –	сигнально-перешкодова обстановка;
ССЗ –	супутникова система зв'язку;
ТМ –	телевізійне мовлення;
ЕИВП –	еквівалентна изотропно випромінювана потужність;
ЕМП –	електромагнітне поле;
ЕМС –	електромагнітна сумісність;
<i>XPD</i> –	коефіцієнт поляризаційної захисту;
<i>CPA</i> –	диференціальне загасання сигналу;
DVB –	Digital Video Broadcasting.
DVB-S –	Digital Video Broadcasting Satellite.

## ВСТУП

Застосовуються у супутникових системах зв'язку (ССЗ) ретранслятори зв'язку (РЗ) на різноманітних орбітах. Найвідомішими з них є геостаціонарні (GEO), середньоорбітальні (MEO) і низькоорбітальні (LEO). Кожна з ССЗ є особливою, тому що РЗ, після запуску у космос, не може бути починеним в разі якоїсь поломки.

У всьому світу все більшу популярність набуває цифрове телебачення (ТБ). Якість телевізійного зображення впливає на чіткість сприйняття інформації яку отримує клієнт. Цифрові сигнали, які застосовуються в телебаченні можуть мати різні стандарти і формати. У сучасному світі існують такі системи цифрового ТБ: японська ISDB, американська ATSC і європейська DVB.

DVB-S (Digital Video Broadcasting - Satellite) – це стандарт супутникового цифрового ТБ запропонованого консорціумом DVB та який пройшов стандартизацію у Європейському інституті телекомунікаційних стандартів.

На даному етапі розвитку технологій зростають потреби в каналах ССЗ та зростають вимоги до якості цих каналів. Оператори супутникового ТБ за останні роки переходять до стандарту DVB-S2, за вдяки якому вдається постачати послуги високої якості. В одночас з цим, з'являється необхідність застосовувати ще більше високі швидкості передачі.

Зі збільшенням потреб передачі інформації по каналам з обмеженою смугою пропускання заохочувався пошук методів ефективного використання різноманітних ресурсів. Ці системи можуть бути реалізовані при повторному використанні частот та з ортогонально поляризованими несійними. Але на практиці, внаслідок появи крос поляризації, прослідковуються погіршення якості сигналу.

Для досягнення високих швидкостей передачі інформації потрібне вилучення взаємного впливу каналів зв'язку. Крос-поляризаційні спотворення є однією з проблем цього впливу. Отже, рішення задач аналізу внутрішньосистемної ЕМС ССЗ є важливою науковою задачею, яку потрібно вирішити.

# 1 АНАЛІЗ СТАНУ СУЧАСНИХ СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

На сьогоднішній день вимоги до чіткості зображення каналів супутникового зв'язку збільшуються та змінюються, так саме і потреба в них. Одним із етапів в цьому процесі відіграє перехід операторів супутникового телебачення до стандарту DVB-S2, який може надавати послуги високої якості [1-6]. З цим збільшується потреба у високих швидкостях передачі даних, отже, і в збільшенні смуги частот прийомопередавачів, які перебувають на борту ШСЗ [7-12]. Однією з проблем в досягненні цих потреб є наявність порушень внутрісистемної електромагнітної сумісності. Крос-поляризаційні спотворення виступає як один із впливів на цю складову. Метою цього розділу є аналіз існуючих стандартів супутникового телевізійного мовлення, аналіз методів завадостійкості систем супутникового цифрового ТБ.

## 1.1 Аналіз стандартів супутникового телевізійного мовлення

Для супутникового телебачення виокремлені спеціальні ділянки радіочастотного спектру в сантиметровому діапазоні хвиль, де є наявність підвищення щільності потоку потужності з ШСЗ. Максимально опанована ділянка КУ-діапазону з частотами 11,7: 12,5 ГГц. Мовну глибину ШСЗ в даній точці прийому треба вважати еквівалентну изотропну випромінювану потужність (ЕІВП), що є творінням вихідної потужності передавача ШСЗ на показник посилення передавальної антени в даному напрямку. ЕІВП найчастіше становить 45:60 дБвт [1-4]. У сусідніх діапазонах 10,7: 11,7 ГГц і 12,5: 12,75 ГГц віщають супутники фіксованої супутникової служби з типовими значеннями ЕІВП 38:52 дБвт [1-4,13].

Одним із показників вживання ШСЗ є лімітування енергетичного потенціалу супутникового ретранслятора, в силу чого в супутниковому ТБ мовлення зазвичай використовують методи обробки, що диктують якнайменше відношення сигнал / шум (ОСШ) на вході демодулятора в обмін, наприклад, на смугу частот сигналу. У цифровому мовленні для цієї цілі випроводжується споживання каскадного завадостійкого кодування і модуляцію з невисокими кратностями (наприклад, QPSK замість більш високошвидкісний QAM-16) [14].

Ще однією з особливостей цифрового ТВ мовлення є те, що багатoprogramне мовлення реалізується за рахунок мультиплексування в цифровому потоці, а робота передавача ШСЗ відбувається тільки на одній несучій.

У 1994р. в межах консорціуму DVB Project був створений Європейський стандарт супутникової цифрової системи багатoprogramного ТВ мовлення - стандарт DVB-S, який працює в смузі частот 11/12 ГГц (European Standard EN 300 421 v.1.1.2, 1997-08). Для цілей супутникового ТВ мовлення виділені смуги частот в діапазонах 12, 29, 40 і 85 ГГц. У діапазонах 40 ГГц і 85 ГГц виділений спектр частот шириною в 2 ГГц .

У жовтні 1996р. був прийнятий проект Рекомендації по загальним функціональним вимогам до багатoprogramних систем SAT мовлення в смузі частот 11/12 ГГц, а у жовтні 1999р. був вироблений проект нової Рекомендації, що зважає, що в світі є наявність чотирох схожих по архітектурі системи: стандарт DVB-S (Система А), DSS (Система В), G1-MPEG-2 (Система С) і ISDB-S (Система D) .

Система А відіграє роль доставки служб багатoprogramного ТВ мовлення або ТВЧ в частотних діапазонах фіксованою і радіомовної супутникової ТВ служб (10,7: 12,75 ГГц) з їх безпосереднім прийомом на домашні інтегральні приймачі-декодери, а також на приймачі, підключені до систем зі супутниковими колективними ТВ антенами SMATV (Satellite Master Antenna TV), і систем кабельного телебачення (СКТ) при первинному і вторинному розподілах програм ТВ мовлення. Практично всі цифрове супутникове ТВ мовлення на всій земній кулі відбувається за стандартом DVB-S.

Є два головних способи цифрової передачі супутникових ТВ сигналів [1-4]:

- передача стислих цифрових сигналів на несучих;
- мультиплексування стислих цифрових сигналів і їх передача на одній несучій.

Кількість програм ТВ мовлення, яке можна передавати за допомогою одного супутникового прийомопередавача, залежить від потрібної швидкості передачі інформації, кваліфікованого або композитного формату кодування для джерела сигналу, якості і роздільної здатності вихідного зображення, критичності алгоритму стиснення до деяких видів зображень і необхідної якості відновленого зображення.

Звершення в області стиснення даних дає право організувати чималу кількість цифрових високоякісних ТВ каналів з відносно низькими швидкостями

(менше 1 Мбіт / с, що еквівалентно 20-25 ТВ каналів в стандартній смузі супутникового каналу величиною 27 МГц). В деяких випадках допустима і швидкість в 400 кбіт / с, що аналогічно не менше 60 ТВ каналів з одного прийомопередавача.

Для супутникових систем ТВ мовлення властива мала потужність сигналу, що передається і, тому, підвищена чутливість до впливу шумів і інтерференційних перешкод. Сумісне використання енергетично ефективної квадратурної фазової модуляції QPSK і каскадного кодування для каналу на базі укороченого коду RS і згортальні коди в поєднанні з алгоритмом декодування Вітербо з м'яким рішенням забезпечує високу стійкість системи в умовах впливу шумових і шумових перешкод, а також нелінійності бортового ретранслятора (т. е. можливості роботи при підвищеній потужності) [14]. В наслідок злагодженій фільтрації і прямому виправлення помилок, висока якість прийому здобувається навіть в екстремальних умовах, коли рівень низького сигналу близький до значень, відповідним граничним значенням ЗСШ і відношенням сигнал / перешкода + шум (ОСПШ). Гарантується ймовірність помилок близько  $10^{-10}$ : $10^{-11}$  на вході демультіплексера MPEG-2 в приймальнику-декодері.

Розвиток стандарту DVB-S призвело до появи DVB-S2 - нового стандарту супутникового мовлення. Стандарт DVB-S2 винайдений в 2003 р, є специфікацією другого після DVB-S покоління стандарту супутникового мовлення. Система DVB-S2 задовольняє вимогам різноманітних супутникових мовних додатків :

- ТВ-мовлення стандартного (SDTV) і високою роздільною здатністю (HDTV);
- інтерактивні послуги - доступ в Інтернет, додатки клієнта;
- професійні програми (поширення цифрового ТВ і репортажні послуги, доставка ТВ-програм до наземних передавачів);
- поширення контенту.

Пріоритетом стандарту DVB-S2 над DVB-S є:

- зростання ємності сигналу в порівнянні з DVB-S приблизно 30% (для користувачів супутникового Інтернет - зменшення тарифів, для ТВ - збільшення числа каналів + поліпшення якості зображення);
- гнучкість стандарту DVB-S2: він працездатний при будь-яких параметрах нині діючих прийомопередавачів, надаючи великий вибір по спектральній ефективності;

- DVB-S2 здатний вмістити будь-який формат вхідного потоку, включаючи один або кілька транспортних потоків MPEG, безперервні бітові потоки, пакети IP, а також і ATM;

- Підвищена стабільність і стійкість перед перешкодами сигналу.

Одна із подій появи нового стандарту - є неякісна робота наявних приймальних систем з сигналами Ka діапазону. Якість прийому в цьому діапазоні залежить від погодних умов, в першу чергу, від дощу. Отже, для передачі в цьому діапазоні часто потрібна вища перешкодозахищена, ніж в C- і Ku- діапазонах.

## 1.2 Методи завадостійкості стандартів DVS-S і DVS-S2

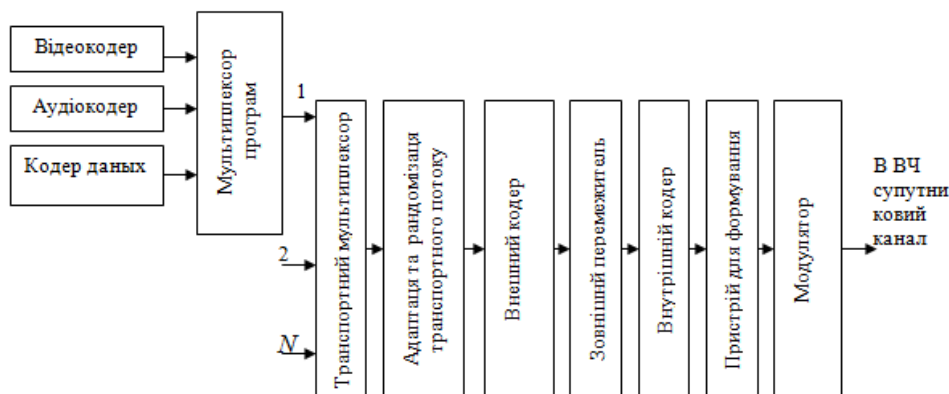
Стандартом DVB-S передбачені подальші методи завадостійкості [1-5]:

- адаптація і рандомізація транспортного потоку;
- зовнішнє кодування (код Ріда-Соломона);
- перемежение;
- внутрішнє кодування (сверточних код);
- формування спектра сигналу;
- модуляція.

Структурна схема передавальної частини стандарту DVB-S показана на рис.1.1.

Адаптація і рандомізація транспортного потоку.

Вхідний цифровий потік має закріплену довжину пакетів, сумарна довжина пакета MPEG-2 транспортного мультиплексора 188 байт, який включає в себе 1 байт синхронізації. Порядок обробки на передавальній стороні завжди починається зі старшого розряду синхронізуючого байта [1].



Рисуюнок1.1 – Структурна схема передавальної частини стандарту DVB-S

Завантаження послідовності 100101010000000 в регістр псевдовипадкової двійкової послідовності (рис.1.2), запускається зі старту кожного восьмого транспортного пакета. Для надання дескремблеру сигналу ініціалізації, MPEG-2 синхронізуючий байт першого транспортного пакета в групі з восьми пакетів є біт інвертованим з  $47_{HEX}$  в  $B8_{HEX}$ . Такий процес відображає адаптацію транспортного мультиплексування.

Перший біт з виходу генератора псевдовипадкової двійкової послідовності повинен бути вжитий до першого біту інвертованого MPEG-2 синхронізуючого байта ( $B8_{HEX}$ ). Генератор псевдовипадкової послідовності постійно функціонує щоб підтримувати інші функції синхронізації, але вихід є блокованим, залишаючи тим самим байти не рандомізованими. Період псевдовипадкової послідовності становить 1503 байта [1]. Процес рандомізації активний, коли вхідний цифровий потік не відповідає специфікації або не сумісний з форматом MPEG-2 транспортного потоку. Це застерігає поширення не модульованої несучої з модулятора.

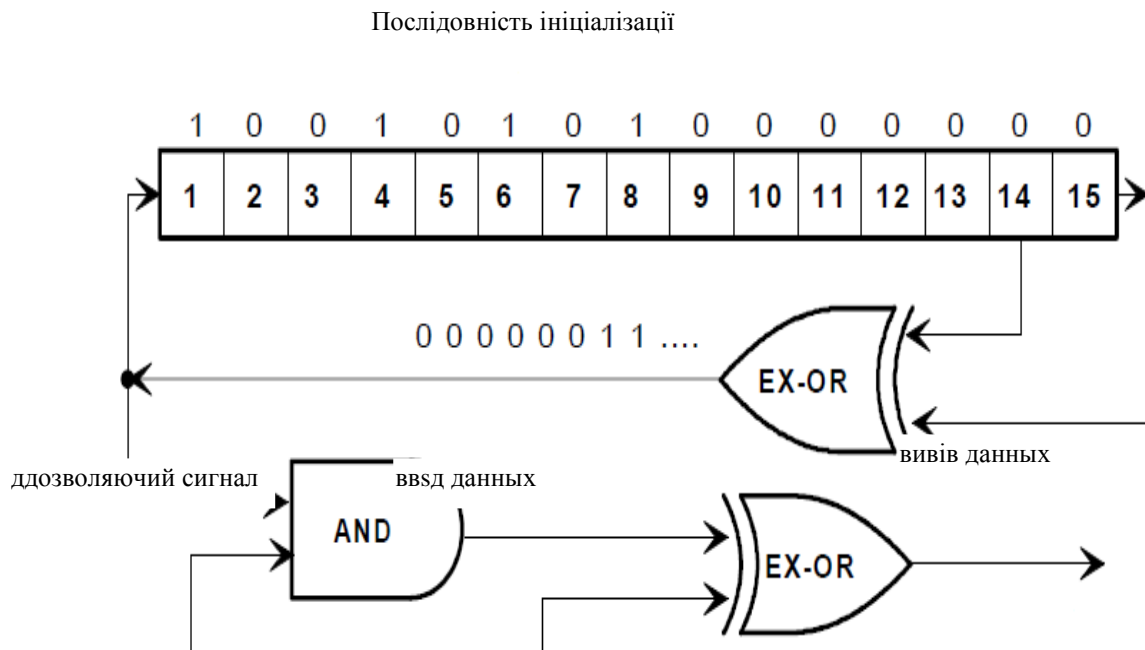


Рисунок 1.2– Принципова схема рандомізатора/дерандомізатора.

## Зовнішнє кодування и фреймірування.

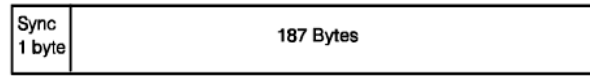


Рисунок 1.3а – Пакет MPEG-2 транспортного

Період псевдовипадкової послідовності = 1503 байт

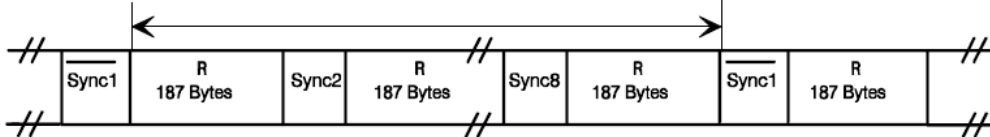


Рисунок 1.3б – Рандомізований пакет транспортного потоку

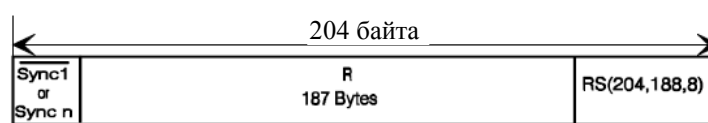


Рисунок 1.3в. Кодований пакет, кодом Ріда-Соломона

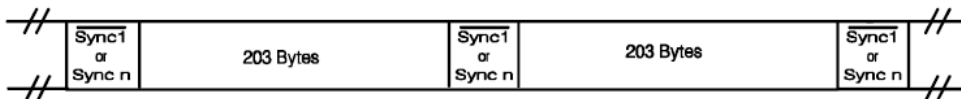


Рисунок 1.3г – Перемежений фрейм, глибина перемеження 12

Рисунок 1.3 – Структура фреймірування

Організація фреймірування заснована на структурі вхідного пакета (рис.1.3 а). Скорочений код Ріда-Соломона RS (204,188, T = 8), з оригіналу RS (255,239, T = 8), застосований до кожного транспортного пакету (188 байт), (рис. 1.3б) для утворення пакету захищеного від помилок. Кодування Ріда-Соломона також застосовано до синхронізує байту пакету, не інвертувальному  $47_{HEX}$  або інвертувальному [1,2].

Поліноміальний генератор коду:  $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15})$ , де  $\lambda = 02_{HEX}$ .

Поліноміальний генератор сигналів частоти полів:  $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ .

Перемеження.

Згідно зі схемою (рис. 1.4) перемежування з глибиною застосовано для захисту пакетів від помилок (рис. 3в), в результаті отримуємо перемежений фрейм (рис. 3г). Перемежений фрейм складається з поєднаних пакетів із захистом від помилок і з розділений інвертованим і не інвертованим MPEG-2 синхронізуючими байтами.

Перемежітель складається з  $I = 12$  відводів, циклічно підключених до входу цифрового потоку вхідним перемикачем. Кожна гілка відповідає дисципліні обслуговування черг зсувного регістру, з глибиною осередку  $M_j$  (де  $M = 17 = N/I$ ,  $N = 204$  – довжина фрейма с захистом від помилок..  $I = 12$  – глибина перемеження,  $j$  – індекс гілки). Ячійки містять 1 байт, вхід і вихід перемикачів синхронізовані. Для синхронізаційних цілей, байт синхронізації і інвертований байт синхронізації повинні бути спрямовані в гілку "0" перемежітеля (відповідає нульовий затримки).

Примітка: принцип роботи деперемежітеля такий самий, як і у перемежітеля, але індекси гілок реверсувальні (відповідає найбільшою затримки).

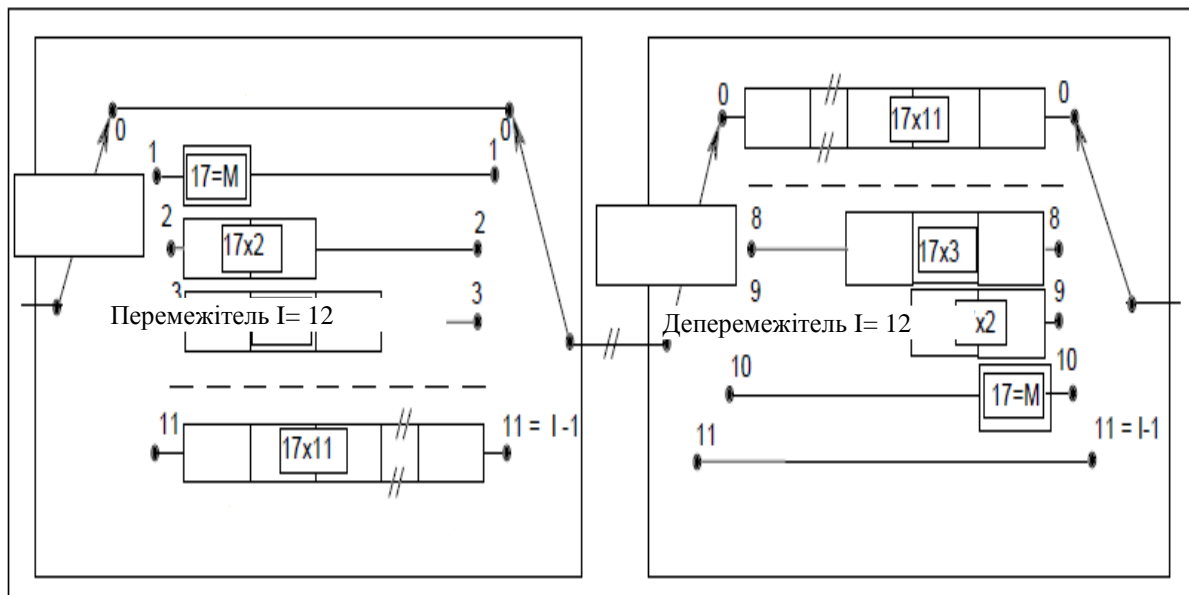


Рисунок 1.4 – Схема перемежітеля/деперемежітеля

Внутрішнє кодування.

Внутрішнє кодування засноване на сверточному коді зі швидкістю  $1/2$  з довжиною кодового обмеження  $K=7$ . Це дозволяє вибрати найбільш підходящий рівень корекції помилок.

Формування спектра і модуляція.

Система застосовує QPSK модуляцію. Квадратурна фазова маніпуляція є чотирирівневою фазовою маніпуляцією ( $M=4$ ), при якій фаза високочастотного коливання може приймати 4 різних значення з кроком, кратним  $\pi/2$  [1-3].

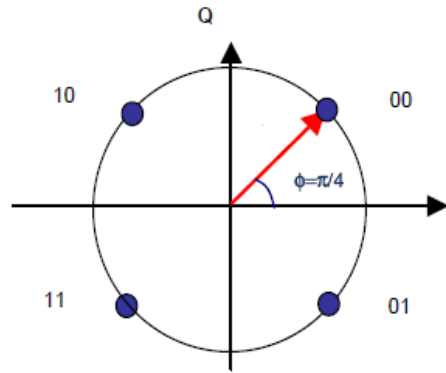


Рисунок 1.5 – Сигнальне сузір'я модуляції QPSK

Співвідношення між зрушенням фази модульованого коливання з безлічі  $\left\{ \frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4} \right\}$  і безліччю символів (дібітів) цифрового повідомлення  $\{00, 01, 10, 11\}$  встановлюється в кожному конкретному випадку стандартом на радіоканал і відображається сигнальним сузір'ям рис.1.5.

З малюнка можна побачити, що відповідність між значеннями символів і фазою сигналу встановлено таким чином, що в сусідніх точках сигнального сузір'я значення відповідних символів відрізняються лише в одному біті. Максимально імовірною помилкою при передачі в умовах шуму буде визначення фази сусідній точки сузір'я. При зазначеному кодуванні, незважаючи на те, що сталася помилка в визначенні значення символу, це буде відповідати помилку в одному (а не двох) біте інформації. Отже, таким чином, досягається зниження ймовірності помилки на біт. Зазначений спосіб кодування є кодом Грея.

Кожному значенню фази модульованого сигналу відповідає 2 біти інформації, і тому зміна модулюючого сигналу при QPSK-модуляції відбувається в 2 рази рідше, ніж при BPSK-модуляції при однаковій швидкості передачі інформації. Відомо, що спектральна щільність потужності багаторівневого сигналу збігається з спектральною щільністю потужності бінарного сигналу при заміні символного інтервалу  $T_c$  на символний  $T_{cM} = T_c \log_2 M$ . Для чотирирівневої  $M=4$  и, отже,  $T_{c2} = 2 \cdot T_c$ .

Сигнал QPSK можна записати у вигляді

$$u_i(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi_i(t) + \varphi_0), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad (1.1)$$

$$\text{где } \varphi_i(t) = \frac{\pi}{2}(i-1) + \frac{\pi}{4}. \quad (1.2)$$

Сигнал QPSK можна представити у вигляді синфазною і квадратурної складових

$$u_i(t) = U \cos \varphi_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U \sin \varphi_i(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1.3)$$

где  $I_i(t) = U \cos \varphi_i(t)$  - синфазна складова  $i$  - го символу,

$Q_i(t) = U \sin \varphi_i(t)$  - квадратурна складова  $i$  - го символу.

З вигляду сигнального сузір'я QPSK неважко визначити значення сигналів  $I_i(t)$  и  $Q_i(t)$  на виході модулятора для кожного значення символу інформаційного сигналу на вході. Структурна схема QPSK модулятора представлена на рис. 1.6.

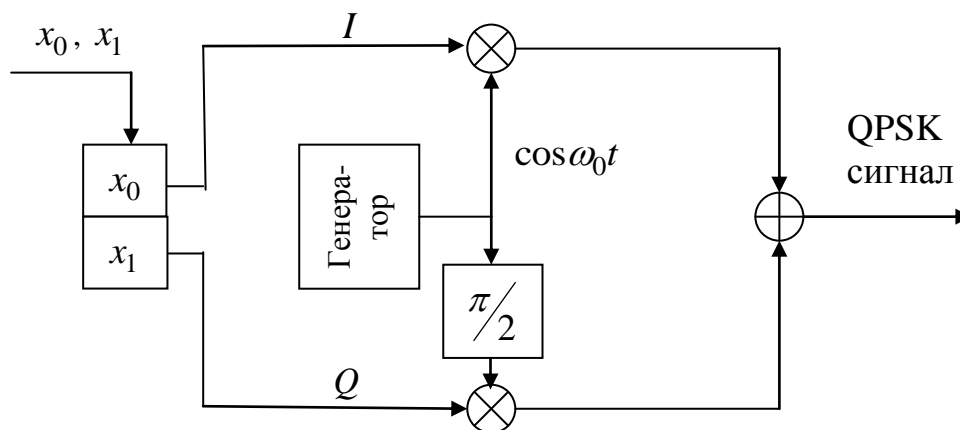


Рисунок 1.6 – Структурна схема QPSK модулятора

Відповідно зі схемою передавальні вихідні дані поділяються на два потоки -  $x_0$  і  $x_1$  (рис. 1.6). Кожному символу вибирає відповідні значення модулюючого сигналу  $U$ : наприклад, символу 0 модулюючий сигнал  $U = 1$  В, а символу 1 модулюючий сигнал  $U = -1$  В. Сигнал  $U_0$  модулює косінусоїдальне несе коливання, а сигнал  $U_1$ - синусоїдальне. Потім два модульованих коливання складаються, утворюючи єдиний QPSK сигнал.

Перед модуляцією сигнали пропускаються через фільтр. Смуга пропускання фільтра визначається наступним виразом [1-3]:

$$\begin{aligned}
 H(f) &= 1, & \text{для } |f| < f_N(1-\alpha), \\
 H(f) &= \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{2f_N} \left[ \frac{f_N - |f|}{\alpha} \right] \right\}^{1/2}, & \text{для } f_N(1-\alpha) < |f| < f_N(1+\alpha), \\
 H(f) &= 0, & \text{для } |f| > f_N(1+\alpha),
 \end{aligned}$$

де:  $f_N = \frac{1}{2T_s} = \frac{R_s}{2}$  частота Найквіста,  $\alpha = 0,35$  - коефіцієнт згладжування.

Для узгодження сигналу, що передається з смугою і енергетичними характеристиками конкретного прийомопередавача встановлюється необхідне співвідношення  $\frac{\Delta F}{R_s}$ , де  $\Delta F$  - смуга прийомопередавача за рівнем - 3 дБ,  $R_s$  - швидкість переданих символів. Так, для модуляції QPSK, швидкості згортальної коди  $R$  і швидкості RS-коду 188/204, відповідна швидкість передачі інформаційних символів складе [1-3]:

$$V = R(2R_s)(188 / 204) = 1,843 R R_s.$$

Для даної швидкості символів  $R_s$  може бути обрано одне з п'яти значень кодової швидкості внутрішнього згортальної коди, що відповідно змінює отриману швидкість символів і спектральну ефективність системи  $\gamma = \frac{V}{\Delta F}$ . Можливі варіанти співвідношення швидкостей передачі і спектральної ефективності від смуги прийомопередавача при  $\frac{\Delta F}{R_s} = 1,28$  для QPSK модуляції наведені в табл.1.1

Таблиця 1.1 – Можливі варіанти співвідношення швидкостей передачі і спектральної ефективності від смуги прийомопередавача при  $\Delta F / R_s = 1,28$  для QPSK модуляції

$\Delta F,$	$R_s,$	R = 1/2		R = 2/3		R = 3/4		R = 5/6		R = 7/8	
		$V,$	$\gamma,$	$V,$	$\gamma,$	$V,$	$\gamma,$	$V,$	$\gamma,$	$V,$	$\gamma,$
	Мсі	Мбіт/с	біт/(с Гц)	Мбіт/с	біт/(с Гц)	Мбіт/с	біт/(с Гц)	Мбіт/с	біт/(с Гц)	Мбіт/с	біт/(с Гц)

Продовження таблиці 1.1

46	35,	33,1	0,72	44,2	0,96	49,7	1,08	55,2	1,2	58	1,26
40	31,	28,8	0,72	38,4	0,96	43,2	1,08	48	1,2	50,4	1,26
36	28,	25,9	0,72	34,6	0,96	38,9	1,08	43,2	1,2	45,4	1,26
33	25,8	23,8	0,72	31,7	0,96	35,6	1,08	39,6	1,2	41,6	1,26
30	23,4	21,6	0,72	28,8	0,96	32,4	1,08	36	1,2	37,8	1,26
27	21,1	19,4	0,72	25,9	0,96	29,2	1,08	32,4	1,2	34	1,26
26	20,3	18,7	0,72	25	0,96	28,1	1,08	31,2	1,2	32,8	1,26

Основним видом модуляції в стандарті DVB-S прийнята QPSK, хоча в окремих випадках можуть використовуватися PSK-8 і QAM-16. Застосування завадостійкого кодування дозволяє значно знизити необхідну для роботи демодулятора з QPSK відношення  $\frac{E_b}{N_0}$  (відношення енергії в одному байті інформації до спектральної щільності потужності шуму), а для модуляції більшої кратності порогове значення  $\frac{E_b}{N_0}$  виявиться трохи вище (табл.1.2).

Таблиця 1.2 – Співвідношення між видом модуляції, швидкістю внутрішнього коду, спектральної ефективністю і ставленням енергії в одному байті інформації до спектральної щільності потужності шуму

Модуляція	Швидкість внутрішнього коду	Спектральна ефективність, біт/Гц	Запас на реалізацію модема, dB	$\frac{E_b}{N_0}$
QPSK	1/2	0,92	0,8	4,5
	2/3	1,23	0,8	5
	3/4	1,38	0,8	5,5
	5/6	1,53	0,8	6
	7/8	1,61	0,8	6,4
PSK-8	2/3	1,84	1	6,9
	5/6	2,3	1,4	8,9

Продовження таблиці 1.2

	8/9	2,46	1,5	9,4
QAM-16	3/4	2,76	1,5	9
	7/8	3,22	2,1	10,7

### Стандарт DVB – S2.

У цьому документі використано останні розробки в каналному кодуванні суміщені з різновидом модуляції (QPSK, PSK-8, APSK-16 і APSK-32), що дозволяє збільшити швидкість передачі з необхідним рівнем захисту від помилок [5]. Згідно з рис. 1.7 система DVB-S2 може бути представлена як послідовність функціональних блоків.

Процес рандомізації практично аналогічний з процесом, описаним у стандарті DVB-S, але відмінність полягає в довжині фрейму.

Система корекції з надмірною кодуванням (FEC) - це підсистема, що виконує зовнішнє кодування (код Боуза-Чоудхурі- хоквінгема, BCH), внутрішнє кодування (код з малою щільністю перевірок на парність, LDPC) і перемешивание. Вхідний цифровий потік складається з групових фреймів, а виходить з FEC фреймів [5].

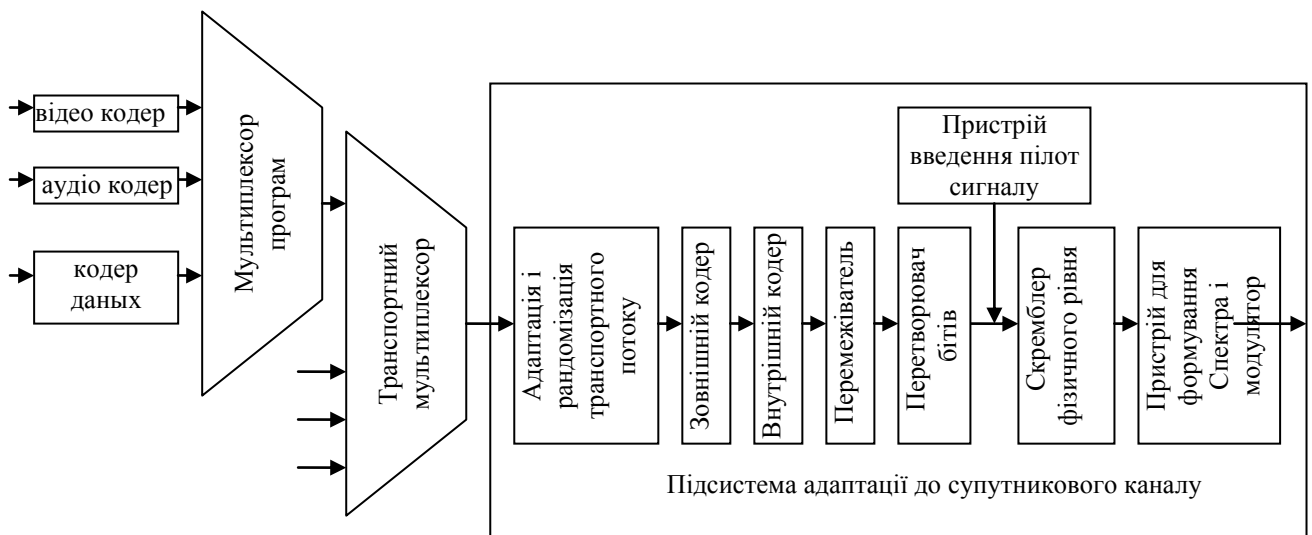


Рисунок 1.7 – Функціональна блок-схема системи телевізійного мовлення DVB-S2

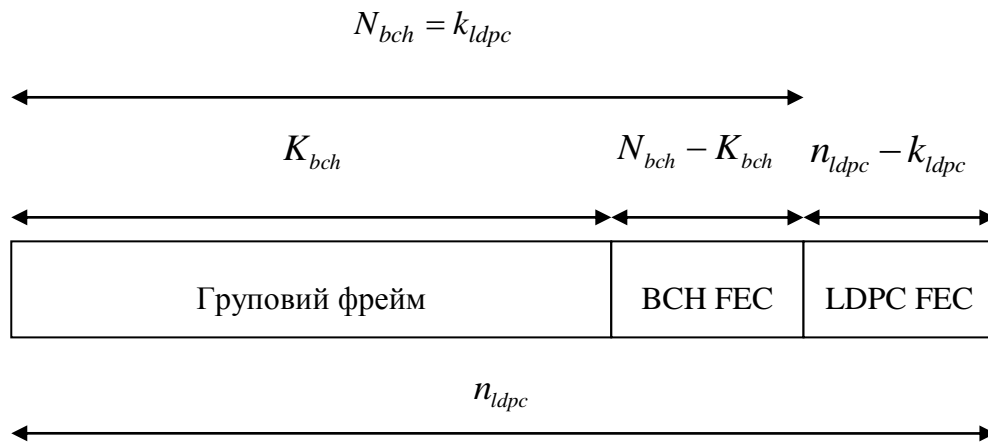


Рисунок 1.8 – Формат FEC фрейму до перемеження

Кожний груповий фрейм ( $K_{bch}$  біт) обробляється підсистемою FEC кодування. Перевірочні біти VCH зовнішнього кодування додаються після групового фрейму, а біти контролю парності внутрішнього LDPC кодування додаються після VCH FEC поля (рис.1.8) [5].

У табл.1.3 представлені параметри кодування для класичного FEC фрейма ( $n_{ldpc} = 64800$ біт) и 1.4 для укороченого FEC фрейма ( $n_{ldpc} = 16200$ біт).

Таблиця 1.3 – Параметри кодування для класичного FEC фрейма

LDPC код	Блок $K_{bch}$	VCH блок $N_{bch}$	VCH корекція помилок	LDPC блок $n_{bch}$
1/4	16008	16200	12	64800
1/3	21408	21 600	12	64800
2/5	25 728	25 920	12	64800
1/2	32 208	32 400	12	64800
3/5	38 688	38 880	12	64800
2/3	43 040	43 200	10	64800
3/4	48 408	48 600	12	64800
4/5	51 648	51 840	12	64800
5/6	53 840	54 000	10	64800
8/9	57 472	57 600	8	64800
9/10	58 192	58 320	8	64800

Таблиця 1.4 – Параметри кодування для укороченого FEC фрейма

LDPC код	блок $K_{bch}$	ВСН блок $N_{bch}$	ВСН корекція помилок	LDPC блок $n_{bch}$
1/4	3072	3240	12	16200
1/3	5232	5400	12	16200
2/5	6312	6480	12	16200
1/2	7032	7200	12	16200
3/5	9552	9700	12	16200
2/3	10632	10800	12	16200
3/4	11712	11880	12	16200
4/5	12432	12600	12	16200
5/6	13152	13320	12	16200
8/9	14232	14400	12	16200

Код ВСН ( $N_{bch}, K_{bch}$ ) застосовується до кожного групового фрейма для генерації захищених від помилок пакетів. Утворюючі поліноми коду ВСН представлені в таблиці 1.5 для  $n_{ldpc} = 64800$  і в таблиці 1.8 для  $n_{ldpc} = 16200$  [5].

Таблиця 1.5 – ВСН поліноми для класичного FEC фрейму  $n_{ldpc} = 64800$ .

$g_1(x)$	$1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^{16}$
$g_2(x)$	$1 + x + x^4 + x^5 + x^6 + x^8 + x^{16}$
$g_3(x)$	$1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{16}$
$g_4(x)$	$1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{14} + x^{16}$
$g_5(x)$	$1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{16}$
$g_6(x)$	$1 + x^2 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{12} + x^{13} + x^{14} + x^{15} + x^{16}$
$g_7(x)$	$1 + x^2 + x^5 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{13} + x^{15} + x^{16}$
$g_8(x)$	$1 + x + x^2 + x^5 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{12} + x^{13} + x^{14} + x^{16}$
$g_9(x)$	$1 + x^5 + x^7 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{16}$
$g_{10}(x)$	$1 + x + x^2 + x^5 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{12} + x^{13} + x^{14} + x^{16}$
$g_{11}(x)$	$1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{16}$
$g_{12}(x)$	$1 + x + x^5 + x^6 + x^7 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{16}$

Таблиця 1.6 – ВСН поліноми для укороченого FEC фрейму  $n_{ldpc} = 16200$ .

$g_1(x)$	$1 + x + x^3 + x^5 + x^{14}$
$g_2(x)$	$1 + x + x^2 + x^6 + x^9 + x^{10} + x^{14}$
$g_3(x)$	$1 + x + x^2 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{14}$
$g_4(x)$	$1 + x^4 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{12} + x^{14}$
$g_5(x)$	$1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{11} + x^{13} + x^{14}$
$g_6(x)$	$1x^3 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{13} + x^{14}$
$g_7(x)$	$1 + x^2 + x^5 + x^6 + x^7 + x^{10} + x^{11} + x^{13} + x^{14}$
$g_8(x)$	$1 + x^5 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{14}$
$g_9(x)$	$1 + x + x^2 + x^3 + x^9 + x^{10} + x^{14}$
$g_{10}(x)$	$1 + x^3 + x^6 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{14}$
$g_{11}(x)$	$1 + x^4 + x^{11} + x^{12} + x^{14}$
$g_{12}(x)$	$1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{13} + x^{14}$

ВСН кодування інформаційних біт  $m = (m_{k_{bch}-1}, m_{k_{bch}-2}, \dots, m_1, m_0)$  в кодове слово:

$c = (m_{k_{bch}-1}, m_{k_{bch}-2}, \dots, m_1, m_0, d_{n_{bch}-k_{bch}-1}, d_{n_{bch}-k_{bch}-2}, \dots, d_1, d_0)$  досягається наступним чином:

- множенням полінома  $m(x) = m_{k_{bch}-1}x^{k_{bch}-1} + m_{k_{bch}-2}x^{k_{bch}-2} + \dots + m_1x + m_0$  на  $x^{n_{bch}-k_{bch}}$ .

- Поділом  $x^{n_{bch}-k_{bch}}m(x)$  на  $g(x)$ , який утворює поліном і отримання залишку

$$d(x) = d_{n_{bch}-k_{bch}-1}x^{n_{bch}-k_{bch}-1} + \dots + d_1x + d_0.$$

- Формування полінома кодової комбінації  $c(x) = x^{n_{bch}-k_{bch}}m(x) + d(x)$ .

LDPC кодер кодує інформаційні блоки розміром  $k_{ldpc}, i = (i_0, i_1, \dots, i_{k_{ldpc}-1})$  в в кодове слово розміром  $n_{ldpc}, c = (i_0, i_1, \dots, i_{k_{ldpc}-1}, p_0, p_1, \dots, p_{n_{ldpc}-k_{ldpc}-1})$ . Передача кодового слова починається з  $i_0$  і закінчується  $p_{n_{ldpc}-k_{ldpc}-1}$ .

Конфігурація для кожного блочного перемежителя для кожного формату модуляції визначена в таблиці 1.9.

Таблиця 1.7 – Конфігурація блочного перемежителя

Модуляція	Строки для $n_{ldpc} = 64800$	Строки для $n_{ldpc} = 16200$	Колонки
PSK-8	21600	5400	3

Продовження таблиці 1.7

APSK-16	16200	4050	4
APSK-32	12960	3240	5

При перемешуванні інформація послідовно записується в колоний перемешувача і послідовно зчитується через підрядник (рис. 1.9) [5].

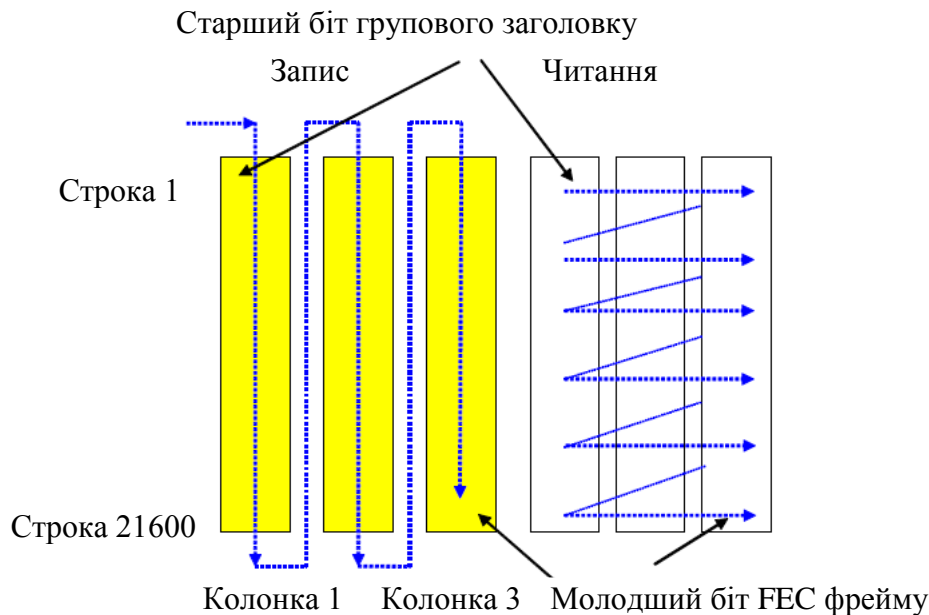


Рисунок 1.9 – Схема біт перемешування для PSK-8 и класичного FEC фрейму

Кожен FEC фрейм (з послідовністю 64800 біт для класичного FEC фрейма і 16200 біт для укороченого) перетворюється з послідовного коду в паралельний, рівень паралельності дорівнює 2 для QPSK, 3 для PSK-8, 4 для APSK-16, 5 для APSK-32. Кожна паралельна послідовність відображається в сузір'я, що утворюють (I, Q) послідовності різної довжини, яка залежить від обраної ефективності модуляції  $\eta_{MOD}$ . Вхідна послідовність FEC фрейм, вихідна послідовність XFEC фрейм, що складається з  $64800/\eta_{MOD}$  або  $16200/\eta_{MOD}$  символів модуляції.

Для PSK-8 система застосовує відображення бітів в сузір'я представлене на рис. 1.10  $3i, 3i+1, 3i+2$ . Біти з виходу перемешувача визначають  $i^{th}$  PSK-8 символ, де  $i = 0, 1, 2, \dots, (N/3) - 1$  і  $N$  є розміром LDPC кодованого блоку [5].

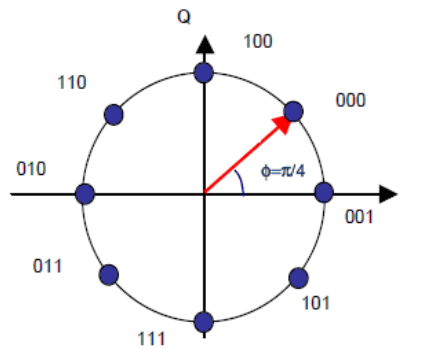


Рисунок 1.10 – Відображення біт в PSK-8 сузір'я

APSK-16 сузір'я складається з двох кілець з рівномірно розставленими 4 і 12 PSK точками, у внутрішньому радіусі  $R_1$  і зовнішньому радіусі кільця  $R_2$  (рис.1.11). Ставлення зовнішнього радіуса кола до внутрішнього ( $\gamma = R_2 / R_1$ ) представлено в табл.1.8. Біти  $4i, 4i + 1, 4i + 2, 4i + 3$  з виходу перемешувача визначають PSK-8 символ, де  $i = 0, 1, 2, \dots, (N/4) - 1$ .

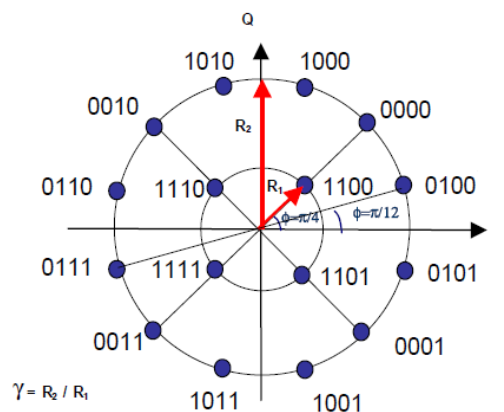


Рисунок 1.11 – Відображення біт в APSK-16 сузір'я

Таблиця 1.8 – Оптимальне відношення радіусів  $\gamma$  для APSK-16

Кодова швидкість	Спектральна ефективність модуляції/кодування	$\gamma$
2/3	2,66	3,15
3/4	2,99	2,85
4/5	3,19	2,75
5/6	3,32	2,70

Продовження таблиці 1.1

8/9	3,55	2,60
9/10	3,59	2,57

Сузір'я APSK-32 складається з трьох кілець з рівномірно розставленими 4, 12 і 16 PSK точками, з внутрішнім радіусом  $R_1$ , середньому  $R_2$  і зовнішньому  $R_3$  (рис.1.12). У табл.1.9 визначені значення для  $\gamma_1 = R_2/R_1$  і  $\gamma_2 = R_3/R_1$ . Біти  $5i, 5i+1, 5i+2, 5i+3, 5i+4$  з виходу перемешувача визначають  $i^{\text{th}}$  PSK-8 символ, де  $i = 0, 1, 2, \dots, (N/5) - 1$  і  $N$  є розміром LDPC кодованого блоку [5].

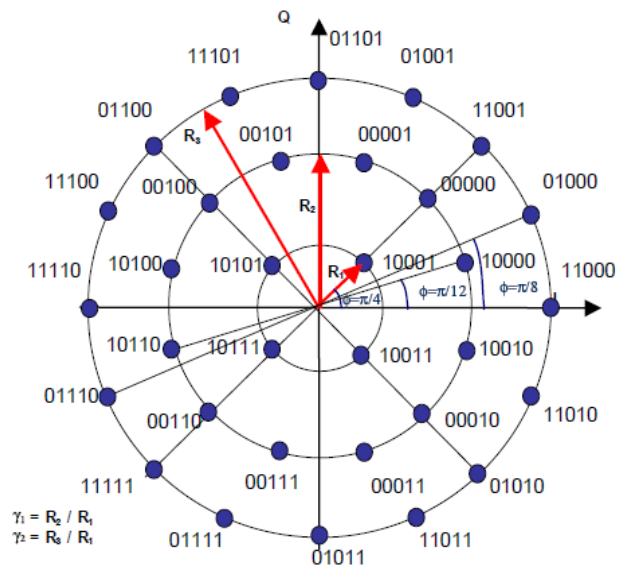


Рисунок 1.12 – Відображення біт в APSK-32 сузір'я

Таблиця 1.9 – Оптимальне відношення радіусів, для  $\gamma_1, \gamma_2$  APSK-32

Кодова швидкість	Спектральна ефективність модуляції/кодування	$\gamma_1$	$\gamma_2$
3/4	3,74	2,84	5,27
4/5	3,99	2,72	4,87
5/6	4,15	2,64	4,64
8/9	4,43	2,54	4,33
9/10	4,49	2,53	4,30

У табл. 1.10 зазначені порівняльні характеристики між DVB-S і DVB-S2 мовленням, за допомогою супутникового прийомопередавача з смугою пропускання 36 MHz, при використанні 60 см прийомної антени. Як видно з таблиці, при ідентичному відношенні сигнал / шум смуга пропускання DVB-S2 прийомопередавача більш ніж на 30% відсотків збільшено, щодо DVB - S прийомопередавача. Що дозволяє віщати від 21 до 26 (AVC) каналів стандартної чіткості і 5-6 (AVC) каналів високої чіткості кожним DVB-S2 прийомопередавачом [5].

Таблиця 1.10 – Характеристики стандартів DVB - S і DVB - S2, для телевізійного мовлення

EIRP (dew)	51		53.7	
Стандарт	DVB-S	DVB-S2	DVB-S	DVB-S2
Модуляція і кодування	QPSK 2/3	QPSK 3/4	QPSK 7/8	PSK-8 2/3
Символьна швидкість (МБод)	27.5	30.9	27.5	29.7
Відношення сигнал/шум (дБ)	5.1	5.1	7.8	7.8
Швидкість передачі інформаційних бітів (Мбит/с)	33.8	46	44.4	58.8
Кількість програм стандартної чіткості	7 MPEG-2 15 AVC	10 MPEG-2 21 AVC	10 MPEG-2 20 AVC	13 MPEG-2 26 AVC
Кількість програм високої чіткості	1-2 MPEG-2 3-4 AVC	2 MPEG-2 5 AVC	2 MPEG-2 5 AVC	3 MPEG-2 6 AVC

Система може функціонувати з відношенням сигнал / шум вище 5,1 дБ, використовуючи QPSK 2/3 або 3/4, і вище 7.8 дБ використовуючи QPSK 7/8 або PSK-8 2/3 в залежності від обраної кодової швидкості і модуляції [5].

### 1.3 Частотний план супутникового мовлення і методи поляризаційної розв'язки каналів

Для дослідження взято прийомопередавачі супутника Hot Bird 8 Ku діапазону. Даний супутник запущено 4 серпня 2006, має на борту 64 прийомопередавача Ku діапазону. Він розташований на геостаціонарній орбіті з точки стояння на 13°E (13° східної довготи). На рис.1.13 представлена схема розподілу поляризаційно-частотних ресурсів супутника Hot Bird 8 у вигляді

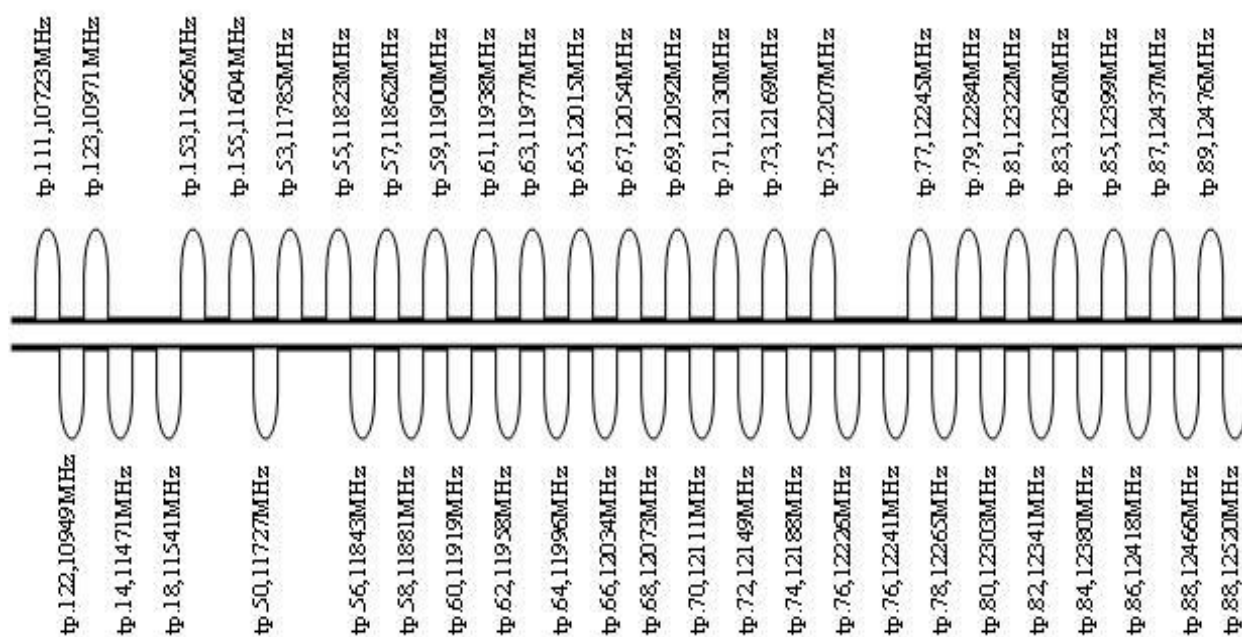


Рисунок 1.13 – Спектр прийомопередавачів супутника Hot Bird 8

Передача символної швидкості може бути підібрана для конкретного прийомопередавача, для досягнення максимальної місткості передачі інформації з прийнятним рівнем сигналу, який відповідає обмеженням по смузі пропускання прийомопередавача.

У табл. 1.11 представлені параметри корисної бітової швидкості  $R$  доступні на супутникових прийомопередавачах з пропускнуою здатністю  $\Delta F$ , відповідною  $\Delta F / R_s = 1,28$ .

Таблиця 1.11 – Взаємозв'язок бітової швидкості з пропускнуою здатністю прийомопередавача

Полоса пропускання (3дБ), МГц	Полоса пропускання (-1дБ), МГц	$R_s$ , МБод	$R$ (QPSK 1/2), Мбіт/с	$R$ (QPSK 2/3), Мбіт/с	$R$ (QPSK 3/4), Мбіт/с	$R$ (QPSK 5/6), Мбіт/с	$R$ (QPSK 7/8), Мбіт/с
54	48,6	42,2	38,9	51,8	58,3	64,8	68,0
46	41,4	35,9	33,1	44,2	49,7	55,2	58,0
40	36	31,2	28,8	38,4	43,2	48,0	50,4
36	32,4	28,1	25,9	34,6	38,9	43,2	45,4
33	29,7	25,8	23,8	31,7	35,6	39,6	41,6
30	27	23,4	21,6	28,8	32,4	36,0	37,8
27	24,3	21,1	19,4	25,9	29,2	32,4	34,0
26	23,4	20,3	18,7	25	28,1	31,2	32,8

Також для зручності перетворення в точці прийому в проміжну частоту 950 - 2150 MHz, Ku діапазон (down link) умовно ділять на чотири діапазони: HL (horizontal low), HH (horizontal high), VL (vertical low) і VH (vertical high) , рис.1.14.

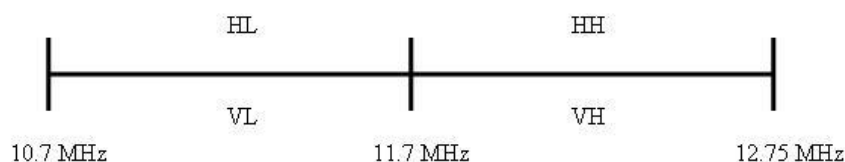


Рисунок 1.14 – Ku діапазон (down link)

Проведений огляд показав, що загальна смуга частот прийомопередавачів супутника становить 1753 MHz. Смуга пропускання кожного прийомопередавача на рівні 3 дБ становить від 26 до 54 МГц в залежності від конструкції. Також видно, що рознос частот між несучими частотами прийомопередавачів становить 19 MHz. Тому воно не дає запасу для забезпечення електромагнітної сумісності.

Таким чином, проведення аналізу внутрішньосистемної ЕМС ССЗ є актуальною науковою задачею.

## 2 ДОСЛІДЖЕННЯ КРОС-ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СТРУКТУРИ СИГНАЛА В СУПУТНИКОВИХ ЛІНІЯХ ЗВ'ЯЗКУ

Крос-поляризаційна вибірковість антени - це ослаблення поля перехресної поляризації (крос-поляризованої хвилі). Крос-поляризована вибірковість антени кількісно визначається коефіцієнтом поляризаційного захисту, які мають значення різниці між коефіцієнтом посилення (КП) антени на основний поляризації і КП антени на крос-поляризації. Коефіцієнт поляризаційного захисту в основному визначає електромагнітну сумісність каналів з ортогональною поляризацією [15]. Залежність крос-поляризаційної вибірковості має деякі проблеми, пов'язані з конструктивними особливостями антен і параметрами сигналу.

### 2.1 Моделі крос-поляризаційної вибірковості

На сьогоднішній день існує кілька моделей, які отримали широке застосування, що описують кореляційний зв'язок між XPD і CPA в слідстві дії опадів у вигляді дощу. Вихідним для багатьох моделей є такий вираз [16]:

$$XPD_{1,p} = U - V \log(A_p) - C_\tau - C_\beta + C_\sigma - C_x + S + M, \text{ дБ} \quad (2.1)$$

де  $U$  - змінна моделі, що залежить від частоти;

$V$  - змінна моделі, що залежить від загасання;

$C_\tau$  - змінна моделі, що залежить від поляризації;

$C_\beta$  - змінна моделі, що залежить від кута підйому каналу;

$C_\sigma$  - змінна моделі, що залежить від кута нахилу краплі дощу;

$C_x$  - змінна моделі, що враховує відмінність між горизонтальною і вертикальною поляризацією;

$S$  - константа;

$M$  - додаткова змінна.

Найбільш широке застосування знайшли такі моделі [16]:

1) ITU-R Model [ITU-R, 1997],

- 2) Dissanayake, Haworth, Watson analytical model (DHW) [Dissanayake et al., 1980],
- 3) Chu Model [Chu, 1982],
- 4) Stutzman and Runyon model (SR) [Stuzman and Runyon, 1984],
- 5) Nowland, Sharofsky and Olsen (NOS) model [Nowland et al., 1977],
- 6) Van de Kamp Model [Van de Kamp, 1999].

Кожна з цих моделей була створена на підставі експериментальних результатів. Відмінності між ними представлені в таблицях 2.1, 2.2 і 2.3.

Таблиця 2.1 – Значення змінних  $U$  і  $V$ , де  $f$  - частота, ГГц.

	$U$	$V$
ITU – R	$30\log(f)$	$12.8f^{0.19}$ ; $8 \leq f \leq 20$ ГГц $22.6$ ; $20 \leq f \leq 35$ ГГц
DHW	$84.8 - 88.8xf^y + (50.32xf^y - 21.9)\log(f)$ ; $x = 0.759, y = 0.08$	20
Chu	$20\log(f)$	20
SR	$17.3\log(f)$	19
NOS	$26\log(f)$	20; $8 \leq f \leq 15$ ГГц 23; $20 \leq f \leq 35$ ГГц
Kamp	$20\log(f)$	16.3

Таблиця 2.2 – Значення змінних  $C_\tau$  і  $C_\beta$

	$C_\tau$	$C_\beta$
ITU – R	$10\log(1 - 0.484(1 + \cos(4\tau)))$	$40\log(\beta)$
DHW	$20\log \sin(2\tau) $	$40\log(\cos(\beta))$
Chu	$10\log(0.5(1 - \cos(4\tau)\exp(-0.0024\sigma_\varphi^2)))$	$40\log(\cos(\beta))$
SR	$10\log(0.5(1 - \cos(4\tau)\exp(-0.0024\sigma_\varphi^2)))$	$42\log(\cos(\beta))$
NOS	$20\log \sin(2\tau) $	$40\log(\cos(\beta))$
Kamp	$10\log(0.5(1 - \cos(4\tau)\exp(-0.0024\sigma_\varphi^2)))$	$41\log(\cos(\beta))$

У табл. 2.2  $\tau$  - кут нахилу поляризації, щодо горизонту, в градусах;  $\beta$  - кут підйому каналу, в градусах;  $\sigma_\varphi$  - стандартна величина відхилення краплі в слідстві грозового шторму,  $\sigma_\varphi = 3^\circ$  [16].

Таблиця 2.3 – Значення змінних  $C_\sigma, C_x, M$  і константи S

	$C_\sigma$	$C_x$	S	M
ITU – R	$0.0052\sigma_p^2$			
DHW	$17.37\sigma^2$			
Chu	$0.0052\sigma_p^2$	$0.075\cos^2(\beta)\cos(2\tau)A_p$	11.5	
SR	$0.0052\sigma_p^2$		9.3	$-\log(r)$
NOS	$0.0052\sigma_p^2$		4.1	$(V - 20)\log(L)$
Kamp	$0.0052\sigma_p^2$	$0.075\cos^2(\beta)\cos(2\tau)A_p$	8	

У табл. 2.3  $\sigma$  - кут нахилу краплі;  $\sigma_p$  - кут нахилу краплі протягом події та від події до події:  $\sigma_p$   $0^\circ, 5^\circ, 10^\circ$  де  $p = 1\%, 0.1\%, 0.01\%$ ;  $A_p$ ; Загасання внаслідок дощу, в процентному співвідношенні від часу  $p$ , дБ;  $r$ ; коефіцієнт не сферичності краплі;  $L$  довжина шляху всередині дощу.

Також широко застосовується модель Fukuchi заснована на порівнянні равноїмовірній відносини між крос-поляризаційної розв'язкою і загасанням при використанні статистичних даних. Поправочний коефіцієнт  $\delta$  може бути використаний для отримання статистичного розподілу XPD,  $F\{XPD < x\}$ , від сукупної функції розподілу загасання  $F\{A > a\}$ :

$$F\{XPD < x\} = \delta F\{A > a\} \quad (2.2)$$

де  $x = f(a)$  - теоретичне відношення між значеннями XPD внаслідок дощу і значеннями A;

$$\delta = \frac{100}{100 - \rho} \text{ - поправочний коефіцієнт,}$$

$\rho$  - ймовірність загасання менше ніж  $a$ , за умови, що  $XPD < x$ .

Відношення між поправочних коефіцієнтів  $\delta$  і крос-поляризаційним загасанням, було експериментально отримано з одночасних вимірювань деполаризації і загасання, виконаних в Японії [16]:

$$\delta_p = \begin{cases} \delta_0; & A_p < A_1 \\ \frac{(A_p - A_1)}{(A_2 - A_1)}(1 - \delta_0) + \delta_0; & A_1 < A_p < A_2 \\ 1; & A_p > A_2 \end{cases} \quad (2.3)$$

де  $A_1, A_2$  - значення загасання, які відповідають інтенсивності дощу 20 і 80мм / годину;

$\delta_0 = \frac{2}{1 - \alpha}$ , де  $\alpha$  коефіцієнт дощу,  $\alpha < 1$  (Fukuchi запропонував значення рівне 0,8).

Процентне співвідношення часу протягом, якого  $XPD$  внаслідок дощу менше  $XPD_p$ ,  $F\{XPD < XPD_p\}$ , розраховане в результаті множення процентного відношення часу,  $p$  (протягом якого внаслідок дощу менше  $XPD_p$ , розрахованого згідно з моделлю  $UTI - R$  ( $XPD_{1,p} = U - V \log(A_p) - C_\tau - C_\beta + C_\sigma$ ), з поправочних коефіцієнтів  $\delta_p$ , отриманих при використанні загальної функції розподілу загасання  $A_p$ :

$$F\{XPD < XPD_p\} = \delta_p p. \quad (2.4)$$

Модель перевірена вимірами, виконаними в Японії в рамках ETS-II і SSE експериментів, з якісною точністю на 11.5 ГГц (лінійна і кругова поляризація) і з постійним заниженням в 6 дБ на частоті 34 ГГц. Заниження наказано до недоліків точності статичного розподілу загасання. Модель також була перевірена при використанні бази даних  $UTI - R$ ,  $XPD$  розподілу. База даних включає в себе вимірювання на частотах від 11 до 35 ГГц, і для більшості експериментів містяться в базі даних похибка була  $\pm 10\%$ .

2.2. Результати натурних дослідження крос-поляризаційної структури сигналу без впливу опадів у вигляді дощу.

### 2.2.1 Схема експерименту по дослідженню крос поляризаційних перешкод

Експеримент проводився при використанні сигналу з прийомопередавача 8 супутника Hot Bird 8.

Нижче представлені основні характеристики даного прийомопередавача, необхідні для проведення експерименту:

1. Частота прийому (Ки діапазон) – 50,11843 МГц.
2. Поляризація Н (горизонтальна).
3. Проміжна частота - 1390 МГц.
4. Смуга пропускання прийомопередавача - 36 МГц.
5. Модуляція - QPSK.
6. Стандарт - DVB-S2.
7. Symbol rate - 27500.
8. FEC (forward error correction) - 3/4.

Виміри проводилися у відносно рівних погодних умовах протягом 4 днів, в основному при ясній і похмурій погоді без впливу опадів у вигляді дощу.

### 2.2.2 Результати експерименту

В ході експерименту отримано масив вимірювань, який представлено в табл.2.4.

Таблиця 2.4 – Масив вимірювань при проведенні експерименту

День	Час	Поляризація	Несуща/Шум, дБ	Потужність сигналу, дБмВт
1	08.30	НН	>11.0	60.1
		ВН	-16.1	35.6
	15.30	НН	>11.1	60.8
		ВН	-14.9	31.5

Продовження таблиці 2.4

2	08.30	НН	>12.1	68.2
		VH	-17.0	27.8
	15.30	НН	>11.0	60.2
		VH	-14.8	31.4
3	08.30	НН	>11.9	67.6
		VH	-16.1	35.6
	15.30	НН	>13.5	79.1
		VH	-19.1	27.1
4	08.30	НН	>12.1	68.2
		VH	-17.1	27.7
	15.30	НН	>11.9	68.9
		VH	-17.9	27.5

Аналіз попередніх даних проведених при похмурій погоді показав, що в ортогональному каналі зростають, як рівень відносини несуча шум до 4 дБ, так і дисперсія до значення  $\sigma^2 = 0.3 - 0.6$ .

### 2.3 Результати натурних дослідження крос-поляризаційної структури сигналу при впливі опадів у вигляді дощу

Дослідним шляхом в процесі аналізу результатів вимірювань була знайдений взаємозв'язок між крос-поляризаційної вибірковістю і диференціальним загасанням при впливі опадів у вигляді дощу. Існує декілька моделей описують це явище:

$$XPD = S + C \log f + I(\delta, \sigma, \varphi) - G \log \cos \varepsilon - V(f) \log CPA, \text{ дБ} \quad (2.5)$$

Нижче представлена модель представляє інтерес для практичного використання для частот 11 ГГц - 30 ГГц

$$XPD = 8 + 20 \log f - 41 \log \cos \varepsilon - 20 \log |\sin 2\delta| - 0.075 \cos 2\varepsilon \cos 2\delta CPA - 16.9 \log CPA, \quad (2.6)$$

де,  $f$  - частота (ГГц),  
 $\delta$  - кут нахилу поляризації,  
 $\varepsilon$  - кут нахилу краплі,  
 CPA - диференціальне загасання.

Експеримент проводився при використанні сигналу з прийомопередавача 9 супутника Hot Bird 8. Нижче представлені основні характеристики даного прийомопередавача, необхідні для проведення експерименту:

1. Частота прийому (Ku діапазон) – 53,11785 МГц.
2. Поляризація - Н.
3. Проміжна частота-1390 МГц.
4. Смуга пропускання прийомопередавача- 36 МГц.
5. Модуляція - QPSK.
6. Стандарт - DVB-S2.
7. Symbol rate - 27500.
8. FEC (forward error correction) - 3/4.

Виміри проводилися при впливі опадів у вигляді дощу. Класифікація інтенсивності випадання опадів проводиться за наступними критеріями:

- 1) Слабкий дощ, інтенсивність 0-3мм / ч
- 2) Помірний дощ, інтенсивність 4-14мм / год
- 3) Сильний дощ, інтенсивність 15-49мм / год (злива > 30мм / ч)
- 4) Дуже сильний дощ, інтенсивність > 50мм / ч (стихійний злива)

В ході експерименту отриманий масив вимірювань, в таблиці 2.5 представлена вибірка з масиву вимірювань.

Таблиця 2.5 – Масив вимірювань

Рівень крос поляризаційної вибіркової (XPD), дБ	Відношення сигнал/шум, дБ	Потужність сигналу, дБмВт	Інтенсивність випадання опадів, мм/годину
11.1	3.9	47.3	30
11.6	4	48.4	21
14.5	4.5	48.7	14

## Продовження таблиці 2.5

14.9	4.8	48.8	10
17.8	6	49.5	8
18.1	6.3	49.6	6
21.5	8.2	52.1	2
25.1	9.8	54.3	0.3
25.9	10.5	55.6	0.2
27.9	11	57.2	0.1
31.1	11.9	60	0.0

В результаті вимірювань побудовані графіки залежності потужності корисного сигналу від інтенсивності випадання дощу (рис.2.3) і відносини корисний сигнал / шум від інтенсивності випадання дощу (рис.2.4).

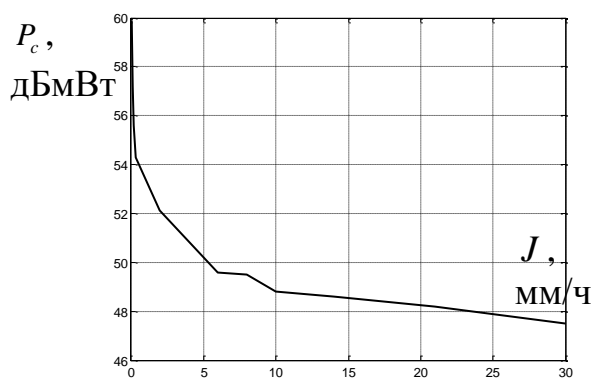


Рис. 2.3 – Залежність потужності сигналу від інтенсивності випадання опадів

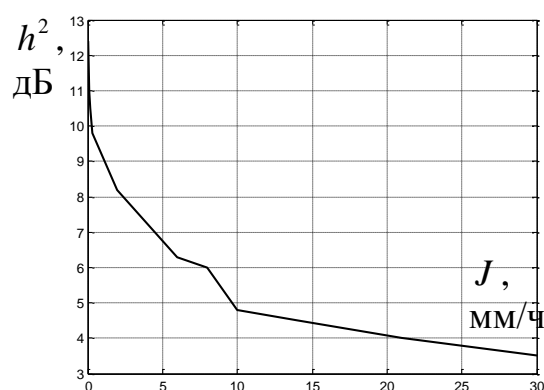


Рис. 2.4 – Залежність відносини сигнал/шум від інтенсивності випадання опадів

Аналіз даних взятих з вибірки масиву вимірювань показав, що при впливі опадів інтенсивністю від 0 до 30.0 мм / год потужність корисного сигналу змінювалася від 60 до 47,3 дБмВт, при цьому відношення корисний сигнал - шум змінювалося від 11.9 до 3.9 дБ, а рівень крос поляризаційної вибіркості змінювався від 31,1 до 11.1 дБ. Також дослідним шляхом було встановлено, що мінімальне значення відносини корисний сигнал / шум, для задовільної якості телевізійного сигналу, становить 5.0 дБ (для параметрів кодування прийомопередавача 9 супутника Hot Bird 8). Мінімальне значення, при якому було здійснено синхронізація, і визначалися параметри MPEG – 2 Transport Stream

становить 2.1 дБ. На рис. 2.5 представлено взаємозв'язок між рівнем крос поляризаційної складової і ставленням сигнал/шум  $h^2 = \frac{P_c}{P_{ш}}$  у прямому каналі.

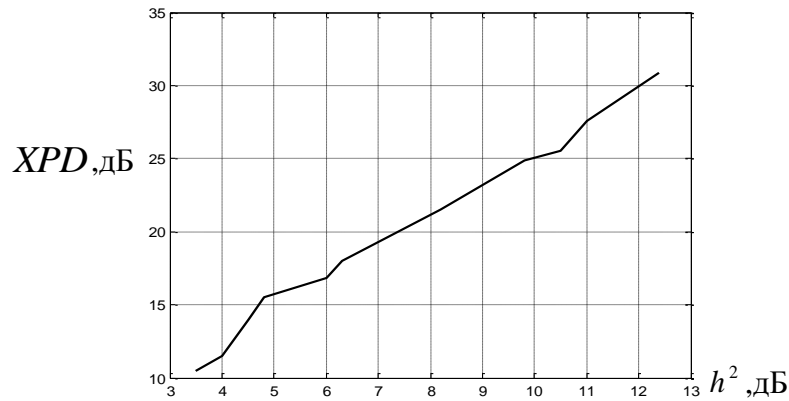


Рис. 2.5 – Взаємозв'язок між рівнем крос поляризаційної складової і ставленням сигнал/шум

З даного графіка видно, що зі збільшенням відносини корисний сигнал / шум  $\frac{P_c}{P_{ш}}$  в прямому каналі збільшується і крос-поляризаційна вибірковість  $XPD$ .

Крім того спостерігається практично лінійна залежність між цими параметрами. Була також розрахована величина середнє відхилення значень рівня крос поляризаційної вибірковості при різних метеорологічних умовах:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - m)^2}{n}}, \quad (2.7)$$

де  $m = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n}$  - середнє значення.

Величина середньоквадратичного відхилення становить  $\sigma = 6.5$ , що вказує на залежність зміни її величини від зміни погодних умов.

## 2.4 Результати тестування моделей крос-поляризаційної вибіркості і загасання внаслідок дощу

У ході розбіру отриманих результатів вимірювань виявлена кореляційний зв'язок між крос-поляризаційної вибіркості і загасанням, внаслідок впливу на канал зв'язку опадів у вигляді дощу.

Тестування моделей UTI-R, Fukuchi і DHW, було проведено при використанні параметрів супутників Olympus і Hot Bird 8. Вимірювання з супутника Olympus були виконані в Амстердамі та в Нівелі. Вимірювання з супутника Hot Bird 8 були виконані в Харкові.

Таблиця 2.6 Параметри, які використовуються для тестування моделей UTI-R, Fukuchi і DHW.

Дислокація приймальні станції	Частота, ГГц	Кут піднесення	Вид поляризації	Кут нахилу	Період вимірювань
Амстердам	12.5	26.7	лінійна	71.6	01/01/2000–31/07/2002
Нівель	12.5	27.8	лінійна	71.1	01/01/2016–31/12/2016
Харків	12.015	28.6	лінійна	108.28 (-71.72)	03/09/2019–03/11/2019

У таблиці 2.6 представлені параметри прийомних станцій, супутників Olympus і Hot Bird 8, які необхідні для тестування моделей UTI-R, Fukuchi і DHW.

Похибка моделей щодо вимірів

$$\varepsilon(p) = XPD(\text{модель}) - XPD(\text{вимір}), \text{ дБ}$$

Розрахована як функція річного процентного відношення. Середня похибка  $\langle \varepsilon(p) \rangle$ , середньоквадратичне значення  $\sqrt{\langle \varepsilon^2(p) \rangle}$  і середньоквадратичне відхилення представлено в таблиці 2.7.

Таблиця 2.7 – Похибка моделей UTI-R, Fukuchi і DHW щодо вимірів.

Дислокація приймальні станції	Модель	$\langle \varepsilon(p) \rangle$ , дБ	$\sqrt{\langle \varepsilon^2(p) \rangle}$ , дБ	$\sigma$ , дБ
Амстердам	ITU-R	2.125	2.498	1.314
	DHW	4.169	4.658	2.077
	FUK	- 4.0880	4.614	2.139
Нівель	ITU-R	1.39	2.297	1.827
	DHW	3.5	4.414	2.163
	FUK	- 4.071	4.200	1.03.
Харків	ITU-R	4	4.26	2.19
	DHW	6.2	6.88	5.21
	FUK	- 2.6	2.73	2.06

На рис.2.6 представлена взаємозв'язок між крос-поляризаційною вибірковістю і загасанням внаслідок дощу, для моделей UTI-R, DHW, FUK і вимірювань в Харкові і Амстердамі. З графіка наочно видно, що функції  $XPD = f(CPA)$  мають відмінності, які обумовлено похибкою моделей і обладнання вимірювання.

Розглянуті моделі відображають кореляційний зв'язок між XPD і CPA внаслідок впливу на канал супутникового зв'язку опадів у вигляді дощу. Графічне зображення моделей, на рис.2.6 наочно показує схожість з практичними вимірами, з урахуванням похибки. Похибки вказані в таблиці 2.7, в результаті тестування моделей і порівняння з практичними вимірами. Найбільш близька модель ITU-R до вимірювань виробленим в Амстердамі і Нівелі, середньоквадратичне значення похибки становить 2.5 дБ і 2.3 дБ відповідно. Дана похибка викликана неточністю моделі і похибкою вимірювального обладнання.

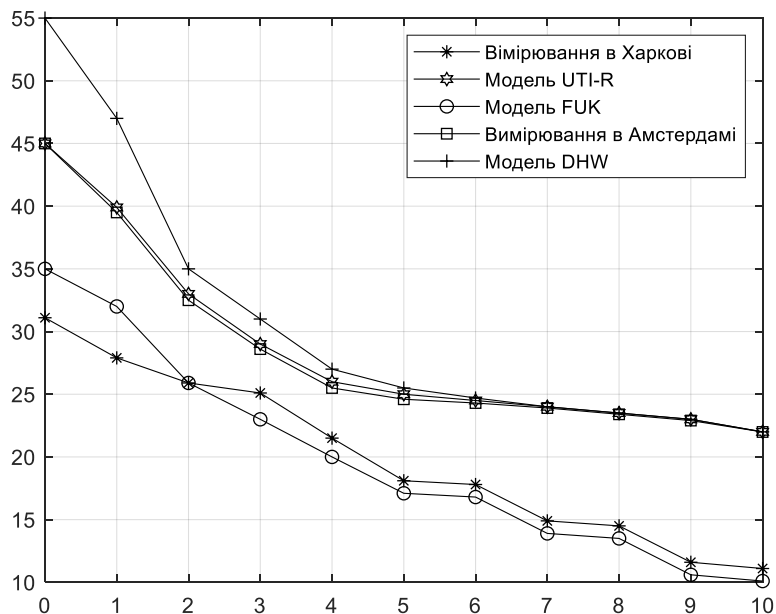


Рис.2.6 – Графічне зображення вимірювань в Харкові, Амстердамі і моделей UTI-R, DHW, FUK кореляційної зв'язку між XPD і CPA внаслідок впливу опадів у вигляді дощу

Необхідно також звернути увагу, що модель FUK, заснована на порівнянні равновероятного відносини між крос-поляризаційної розв'язкою і загасанням при використанні статистичних даних, максимально точна до вимірювань, виробленим в Харкові і значення середньоквадратичної похибки становить 2.5 дБ. Дана модель перевірена вимірами, виконаними в Японії в рамках ETS-II і SSE експериментів, з достатньою точністю на 11.5 ГГц (лінійна і кругова поляризація) і з постійним заниженням в 5 дБ на частоті 34 ГГц. Таким чином, модель Fukuchi рекомендується в подальших дослідженнях.

### 3 МЕТОД АНАЛІЗУ ВНУТРІСИСТЕМНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

#### 3.1 Показники якості функціонування супутникових систем зв'язку

У документах МСЕ (МСЕ-Р S.466, S.483, S.1429, S.1432, S.1560, S.1593, SF.356, SF.357, SF.615, SF.674, SF.1572, F.1094, F.1241, F.1331, F.1398, F.1565) критерії оцінки ЕМС засновані на впливі перешкоди на якісні показники передачі сигналу - ймовірність помилки, коефіцієнт готовності, коефіцієнт зіпсованих секунд і т.п. В даному випадку конкретизованими є такі якісні показники передачі сигналів як: ймовірність помилки  $P_{ош}$ , коефіцієнт надійності  $H$ , вираженого у відсотках часу, протягом якого виконується вимога до якості QoS; коефіцієнт зіпсованих секунд (ES, SES); зменшення пропускну здатності каналу зв'язку або системи в цілому та ін.

Ймовірність появи помилкового біта при когерентном прийомі ортогональних сигналів визначаються виразом

$$P_{ош} = 1 - F(\sqrt{k \cdot h^2}), \quad (3.1)$$

Де  $k$  – коефіцієнт, пов'язаний з видом модуляції (наприклад,  $k = 4$  для BPSK);

$F(x)$  – функція Лапласа.

Рівень впливу перешкоди і погіршення умов ЕМС проявляється також у зниженні пропускну здатності каналу зв'язку. Для розрахунку пропускну здатності сигналів з потужністю  $P_c$  на тлі дії гаусового шуму з потужністю  $P_u$  використовують формулу Шеннона

$$C = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_u} \right), \quad (3.2)$$

де  $P_c$  – потужність сигналу, Вт;

$\Delta F$  – смуга пропускання каналу, Гц.

При наявності зосереджених по спектру перешкод потужність шуму  $P_{ш}$  замінюється на  $P_{ш} + P_n$  ( $P_n = \sum_i P_{ni}$  -сумарна потужність перешкод). При цьому можна якісно оцінити втрати пропускної здатності каналу при даній сигнально-помеховій обстановці.

З огляду на випадковий характер деяких характеристик РЕЗ, які впливають на умови ЕМС, а також імовірнісні характеристики ослаблення сигналів і перешкод на трасі поширення, базовий критерій оцінки ЕМС РЕЗ можна сформулювати таким чином. Умови ЕМС будемо вважати виконаними, якщо в заданому відсотку часу  $P$  рівень сумарного значення потужностей перешкод не перевищуватиме значення, яке обумовлено мінімально допустимим значенням ОСПШ.

### 3.2 Розробка методики аналізу електромагнітної сумісності супутникових систем зв'язку

При аналізі ЕМС виділяються три основних складових розрахунку [17].

- Аналіз параметрів джерел корисного і що заважає сигналів.
- Аналіз втрат енергії на трасі поширення радіохвиль.
- Аналіз параметрів приймачів корисного сигналу при одночасній дії корисного і що заважає сигналів.

#### 3.2.1 Аналіз параметрів джерел корисного і що заважає сигналів

Розрахункові параметри джерел корисного і що заважає сигналів включають в себе [17-19]:

- потужність передавачів;
- зменшення потужності перешкоди на гармоніках сигналу, що заважає;
- втрати в фідерах;
- посилення антени;
- зменшення посилення джерела перешкоди для частот, що лежать поза робочої смуги;
- зменшення посилення антени передавача - джерела перешкоди в напрямку рецептора.

Розглянемо методи розрахунку цих параметрів.

### 1. Потужність передавачів.

Номінальні потужності передавачів корисного і передавального сигналів визначаються тактико-технічними характеристиками відповідних радіосистем. У розрахунках вони задаються в дБ щодо одного мВт.

$$P = 10 \log(P[Bm] \cdot 1000), \text{ дБм.}$$

### 2. Зменшення рівня потужності сигналу, що заважає на гармоніках $S_f$ .

У смугу частот приймача можуть потрапляти не тільки основна частота, а й гармоніки передавача сигналу, що заважає. При цьому рівень потужності гармонійних складових зменшується і залежить від потужності гармоніки. Для розрахунку зменшення рівня потужності  $S_f$  можна скористатися таблицею 3.1.

Таблиця 3.1 – Рівень потужності випромінювання гармонійних складових (в дБ щодо основної частоти)

Номер гармоніки	Для всіх частот передавача	Для передавачів, що працюють на частотах, МГц		
		<30	30 – 300	>300
2	-51	-41	-54	-55
3	-64	-53	-68	-64
4	-62	-62	-78	-70
5	-69	-69	-86	-75
6	-85	-74	-92	-79
7	-90	-79	-97	-82
8	-94	-83	-102	-85
9	-97	-87	-106	-88
10	-100	-90	-110	-90

### 3. Втрати в фідерах.

Для передавачів і приймачів втрати в фідерах повинні бути оцінені для відповідних частотних діапазонів. Фідери виконуються у вигляді коаксіальних ліній передач, або хвилеводних. При використанні стандартних кабелів (радіочастотні кабелі) їх питомі параметри ослаблення наводяться в довідниках і ГОСТах. У разі застосування спеціальних фідерних ліній (хвилеводів та ін.)

Необхідні параметри отримують шляхом вимірювань або з супровідною науково-технічної документації.

Сумарні втрати в фідерах розраховуються за співвідношенням:

$$L_{fner} = r \cdot k,$$

де  $L_{fner}$  втрати в фідерах,

$r$  - довжина,

$k$  - коефіцієнт загасання

Довжину фідера  $r$  приймають рівною висоті установки антени передавачів і приймача.

Значення загасання для прямокутних хвилеводів можна взяти з узагальнених даних, наведених в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Значення загасання для прямокутних хвилеводів

Частота, ГГц	10	11	12	13
Загасання, дБ/м	0.08	0.09	0.1	0.11

#### 4. Посилення антени

Посилення антени визначається її конструкцією і характеризується коефіцієнтом посилення антени, який залежить від коефіцієнта спрямованої дії  $D$  (КНД). Чим вже діаграма спрямованості, тим більше коефіцієнт посилення антени. Наприклад, при збільшенні коефіцієнта спрямованої дії з 30 до 46, діаграма спрямованості звужується з 3 ... 4о до 0,8 ... 1о. У діапазоні СВЧ наближено можна вважати  $G_{ner} = D$ .

У супутникових системах зв'язку використовуються дзеркальні параболічні антени. Визначальними параметрами для дзеркальної параболічної антени є довжина хвилі основного випромінювання, діаметр дзеркала  $2R_0$  і фокусна відстань  $f$ . Інші параметри визначаються через них. Коефіцієнт посилення  $G$  дзеркальних параболічних антен визначається за формулою:

$$G_{ner} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S g e^{-\sigma^2}, \quad (3.3)$$

де  $g = \eta v$  – ефективність дзеркальної антени.

$\eta$  - КПД антени;

$\nu$  - коефіцієнт використання поверхні (КВП) антени.

КВП зазвичай записують у вигляді твору парціальних КВП  $\nu = \nu_1 \nu_2 \nu_3 \nu_4 \nu_5$ , кожен з яких враховує окрему причину зниження КУ антени:

$\nu_1$  - враховує амплитудну нерівномірність поля в апертурі і ту частку потужності випромінювача, яка падає на дзеркало;

$\nu_2$  - затінення відбитого від дзеркала поля облучателем і конструкційними елементами його кріплення;

$\nu_3$  - поляризаційні втрати потужності;

$\nu_4$  - відгалуження струмів на тіньову поверхню дзеркала, що приводить до зростання «далеких» бічних пелюсток;

$\nu_5$  - різні фазові помилки поля в апертурі антени;

Максимальна ефективність може досягати 0,84, але на практиці, через затінення облучателем і системою кріплення, кроссполаризаційну втрат і ряду інших ефектів відбувається зменшення ефективності до значень  $g = 0,4 \dots 0,6$ ;

$\sigma = 23,5 \cdot 10^{-2n} \left( \frac{2R_0}{\lambda} \right)$  - дисперсія фазової помилки в розкриві дзеркала;

$S = \pi R_0^2$  – площа розкриву антени;

$n$  - характеризує технологічну точність виготовлення антени, дорівнює 3 для звичайного серійного виробництва, і 4 ... 5 для спеціальної точної технології;

$R_0$  - радіус розкриву рефлектора;

$\lambda$  - довжина хвилі основного випромінювання.

Зі збільшенням  $R_0$  зростає коефіцієнт посилення антени  $G$ , але при досягненні деякого значення,  $R_{0\max}$ ,  $G$  - практично не змінюється. Величина

$R_{0\max}$  - залежить від рівня технології і визначається як:

$$R_{0\max} = 0,2\lambda \cdot 10^n.$$

Кут розкриття антени визначається як

$$\psi_0 = 2 \arccotg \left( \frac{2f}{R_0} \right).$$

У табл. 3.3 приведена залежність коефіцієнта посилення параболічної антени  $G_{\text{пер}}$  від діаметру апертури параболоїда  $D$ .

Таблиця 3.3 – Залежність коефіцієнта посилення антени від діаметру

D, м	0,6	0,75	1,0	1,5	2,0	2,5
$G_{пер}$ , дБ	35,3	37,3	39,8	43,3	45,8	47,7

5. Зменшення рівня потужності для частот передавача  $S_{пер}(f)$ , що лежать поза робочої смуги частот - цей пункт визначається параметрами ЕМС обладнання (рівень внеполосного випромінювання радіопередавачів) .

6. Зменшення коефіцієнта посилення антени передавача  $\Delta G_{пер}$  в напрямку рецептора визначається в залежності від орієнтації антени передавача сигналу, що заважає і її діаграми спрямованості . При цьому можливі наступні випадки:

1) Точна орієнтація максимуму діаграми спрямованості антени передавача на рецептор. Це відбувається, зокрема, в момент знаходження рецептора точно у напрямку максимуму діаграми спрямованості антени передавача.

2) Напрямок на рецептор складає кут  $\phi$  (рис.3.1) до напрямку максимуму діаграми спрямованості. В цьому випадку необхідно оцінити зменшення коефіцієнта посилення антени, який є функцією  $\phi$  .

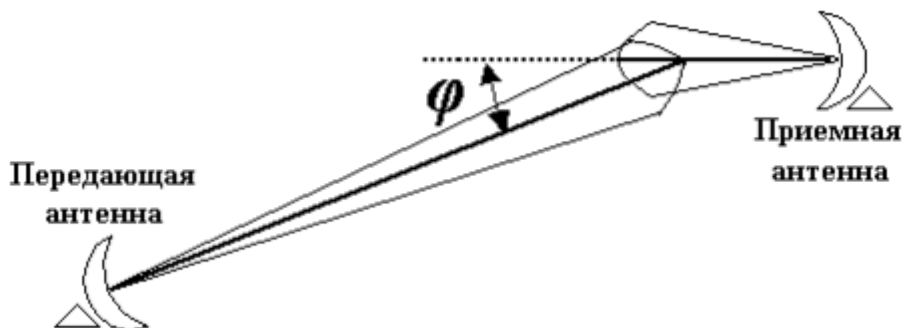


Рисунок 3.1 – Приклад взаємного розташування приймальної і передавальної антен

7. Підсумкові дані за рівнем ефективно переданої потужності корисного сигналу за допомогою розрахунку параметрів передавачів

$$P_{пер} = P - L_{fпер} + G_{пер} - \Delta G_{пер} \quad (3.4)$$

Підсумкові дані за рівнем переданої потужності сигналу, що заважає (перешкоди) з допомогою розрахунку параметрів передавачів

$$P_{nep} = P - S_f - L_{fnep} + G_{nep} - S_{nep}(f) - \Delta G_{nep}. \quad (3.5)$$

### 3.2.2 Втрати енергії на трасі поширення радіохвиль

Втрати енергії на трасі поширення радіохвиль визначаються цілою низкою чинників, найважливішими з яких є частотний діапазон сигналу, стан атмосфери, рельєф місцевості, сторонні джерела перешкод і природні перешкоди. Сукупний облік впливу всіх факторів дуже ускладнений, однак їх вплив необхідно оцінити на етапі аналізу ЕМС:

- втрати на поширення радіохвиль у вільному просторі (медіанний втрати);
- дифракційні втрати;
- втрати при завмиранні сигналу (інтерференція);
- втрати в атмосферних опадах. Оцінка втрат на трасі поширення.

1. Медіанні втрати - втрати на поширення радіохвиль у вільному просторі між передавачем і приймачем виражаються співвідношенням:

$$L_{med} = 201g\left(\frac{4\pi d f}{c}\right), \text{ дБ};$$

де  $d$  – відстань між приймачем і передавачем, [м];

$f$  – частота корисного або сигналу, що заважає, [Гц];

$c = 300\,000\,000$  [м/с] – швидкість світла.

В системі одиниць [км] і [МГц] вираз для обчислення медіанний втрат перетвориться до виду:

$$L_{med} = 201g\left(\frac{4\pi d f}{c}\right),$$

$$\begin{aligned} L_{med} &= 201g\left(\frac{4\pi d 1000 f 10^6}{c \cdot 1000}\right) = 201g\left(\frac{4\pi 1000 \cdot 10^6}{300000000}\right) + 201gd + 201gf = \\ &= 32,441 + 201gd + 201gf \end{aligned}$$

где  $d$  – відстань між приймачем і передавачем, [км];

$f$  – частота корисного або сигналу, що заважає, [МГц];

$c = 300\,000$  [км/с] – швидкість світла.

2. Дифракційні втрати - втрати на перешкодах на трасі поширення між джерелом і приймачем. Для систем супутникового зв'язку можна прийняти  $L_d = 0$  [дБ], тому що поширення сигналу відбувається у вільному просторі

### 3. Завмирання сигналу.

Радіохвилі можуть відчувати глибокі завмирання при поширенні, що обумовлено рядом факторів: відображень від поверхні землі, вплив рельєфу місцевості, відображень від штучних і природних перешкод і т.п. Достовірно визначити причину замирання в кожному конкретному випадку досить складно. Найпростіше рішення цього питання - забезпечення запасу на завмирання 40 дБ, що по деяких рекомендаціях дає можливість якісного прийому 99,99%.

Для сигналу, що заважає зменшення його потужності через завмирання тільки поліпшить показники системи. Тому для "гіршого випадку" цей параметр приймається рівним  $L_3 = 0$  дБ.

### 4. Втрати в атмосферних опадах.

Відомо, що опади роблять сильний вплив на роботу ліній зв'язку при частотах вище 6 ГГц. Основними факторами, що визначають працездатність систем радіозв'язку в діапазонах частот вище 10 ГГц, є втрати в опадах і газах атмосфери. Зі збільшенням робочих частот ці втрати стрімко ростуть. Сумарні погонні величини ослаблення сигналу можуть досягати 40 дБ / км при частоті  $f = 60$  ГГц.

Атмосферні втрати, в основному, складаються з втрат в атомах кисню і в молекулах води. Ослаблення в водяних парах атмосфери залежить від їх концентрації і дуже велике у вологому теплому кліматі і домінує на частотах нижче 45 ГГц. Втрати в газах атмосфери можна визначити з виразу, наведеними нижче.

Погонні втрати (дБ / км) в атомах кисню:

$$\gamma_0 = \left[ 7,19 \times 10^{-3} + \frac{6,09}{f^2 + 0,227} + \frac{4,81}{(f - 57)^2 + 1,5} \right] f^2 10^{-3},$$

де  $f$  робоча частота, ГГц.

Формула справедлива для робочих частот нижче 57 ГГц, при нормальному атмосферному тиску і при температурі повітря +15 град. С.

Погонні втрати в водяних парах (дБ / км)

$$\gamma_w = \left[ 0,05 + 0,0021 \times \rho + \frac{3,6}{(f - 22,2)^2 + 8,5} + \frac{10,6}{(f - 183,3)^2 + 9} + \frac{8,9}{(f - 325,4)^2 + 26,3} \right] f^2 \rho 10^{-4}$$

де  $\rho$  - концентрація водяної пари в атмосфері, г/м<sup>3</sup> (зазвичай  $\rho = 7.5$  г/м<sup>3</sup>).

Сумарні погонні втрати (дБ / км) при температурі, відмінній від 15 град. З:

$$\gamma_{\Sigma} = (1 - 0,01(t - 15))\gamma_0 + (1 - 0,06(t - 15))\gamma_w,$$

де  $t$  - температура повітря в град.С.

Повні втрати в газах атмосфери можна знайти, помноживши погонне ослаблення на протяжність інтервалу лінії зв'язку.

Вплив опадів.

До опадів відносяться дощі, сніг, град, туман і ін. Вплив опадів помітно вже при частотах більше 8 ГГц, а в несприятливих екологічних умовах (при наявності в атмосферних опадах металізованої пилу, смогу, кислот або лугів) і на значно більш низьких частотах.

Методика обліку впливу опадів ґрунтується на розрахунку ослаблення сигналу в атмосферних опадах, ймовірність появи яких в даній місцевості дорівнює 0.01%.

Погонне загасання в дощових утвореннях визначається за формулою :

$$\gamma_d = b \cdot J^a \text{ дБ/км},$$

де  $J$  - інтенсивність опадів (мм / год),

$a$  і  $b$  - коефіцієнти, які обчислюються наступним чином:

$$a = a_0 + a_1 \frac{1}{\ln f} + a_2 \frac{1}{(\ln f)^3} + a_3 \frac{1}{(\ln f)^5},$$

$$b = \exp(b_0 + b_1 \ln f + b_2 (\ln f)^2).$$

Для вертикальної поляризації

$$a_0 = -2,125, a_1 = 16,48, a_2 = -87,9, a_3 = 232,2.$$

$$b_0 = -12,39, b_1 = 4,1, b_2 = -0,288.$$

Для горизонтальної поляризації

$$a_0 = -1,761, a_1 = 13,81, a_2 = -62,77, a_3 = 142.$$

$$b_0 = -12,76, b_1 = 4,365, b_2 = -0,324.$$

Ефективна протяжність дощового освітлення:

$$R_{\text{эф}} = R_0 k_d,$$

де  $k_d$  - коефіцієнт просторової нерівномірності дощу, який знаходиться з графіка рис.3.2.

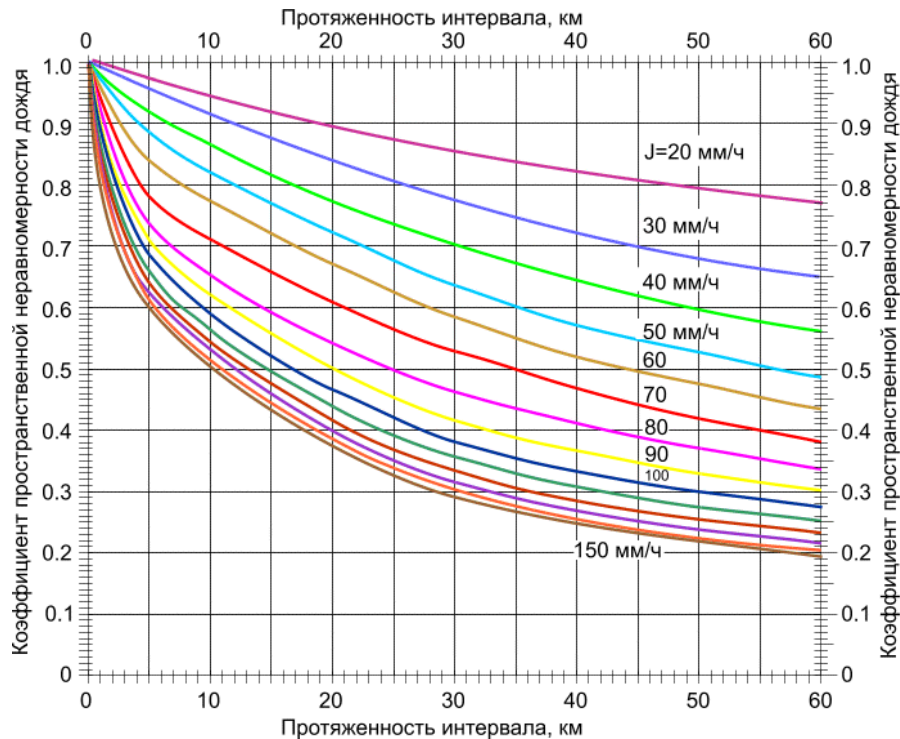


Рисунок. 3.2 – Залежності коефіцієнта просторової нерівномірності дощу від протяжності інтервалу при різних значеннях інтенсивності опадів

Ослаблення сигналу (дБ), що впливає з дощ даної інтенсивності:

$$L_{oc} = \gamma_d R_{\text{эф}}, \text{ дБ.}$$

5. Сумарні втрати на трасі поширення

$$L_{\text{тр}} = -L_{\text{мед}} - L_d - L_3 - L_{oc}. \quad (3.5)$$

3.2.3 Аналіз параметрів приймача корисного сигналу при одночасній дії корисного і що заважає сигналів.

В цьому випадку необхідно врахувати сумарний посилення антени приймача, що включає наступні фактори:

- Коефіцієнт посилення приймальної антени;
- Зменшення коефіцієнта посилення антени в напрямку джерела сигналу (перешкоди);

- Зменшення коефіцієнта посилення антени через неузгодженості поляризації приймальної і передавальної антен;
- Втрати в фідері приймального тракту;
- Потужність на вході приймача-рецептора;
- Відношення сигнал / шум  $h^2$  і перешкода / шум  $g^2$  на виході детектора;
- Відношення сигнал / (перешкода + шум).

1. Коефіцієнт посилення приймальної антени  $G_{np}$  визначається для кожного з приймачів, в залежності від частоти сигналу. Розрахунок проводиться, як і для передавальної антени. Якщо вплив надає не основна частота сигналу, що передається, а одна з його гармонік, то коефіцієнт посилення приймальної антени вважається для частоти цієї гармоніки.

2. Зменшення коефіцієнта посилення приймальної антени  $\Delta G_{np}$  в напрямку передавача - визначається діаграмою спрямованості приймальної антени і взаємним розташуванням приймальної і передавальної антен. Якщо діаграма спрямованості - задана, то розрахунок проводиться, як і для передавальної антени.

3. Зменшення коефіцієнта посилення антени через неузгодженості поляризації приймальної і передавальної антен визначається співвідношенням:

$$K_{\text{пот}} = 10 \cdot \log_{10} \gamma,$$

де  $\gamma$  - поправочний коефіцієнт, оцінку якого будемо визначати наступним чином.

Розглянемо більш докладно оцінку втрат потужності сигналу і перешкоди при розбіжності поляризаційних параметрів прийому хвилі і антени.

Відомо, що при прийомі корисного сигналу при повній відповідності поляризаційних параметрів падаючої електромагнітної хвилі поляризаційним параметрами прийомної антени потужність прийнятого сигналу буде максимальною. Однак в реальній ситуації наблюдаються деякі невідповідності поляризаційних параметрів хвилі параметрам прийомної антени. Нехай інформаційний потік  $s(t)$  випромінюється передавальною антеною на вертикальній поляризації. Сигнал, що приймається в загальному випадку не буде строго лінійно поляризованим через кінцевої розв'язки по поляризації реальних випромінювачів, змінюваних умов поширення радіохвиль супутникових систем, впливу перевідбиттів, многолучевості, погодних умов.

У загальному випадку еліптично поляризована хвиля із змінними параметрами поляризації, які характеризуються ступенем або індексом поляризації, улавлюється антеною лінійної поляризації. Неузгодженість змінюваних поляризаційних параметрів падаючої хвилі і приймальні антени вертикальної поляризації призводить до енергетичних втрат, що обмежує пропускну здатність каналу.

Реальний випромінюється сигнал характеризується параметрами поляризаційного еліпса або поляризаційної діаграми, що є проекцією годографа, координат кінця вектора напруженості електричного поля на картинну площину, тобто на площину, ортогональну напрямку поширення хвилі. Параметрами поляризаційних діаграм є кут еліптичності  $\alpha$ , знак якого оп-ределяет напрямок обходу еліпса з боку спостерігача, і кут орієнтації більшою піввісь еліпса  $\beta$ , відлічуваний від опорного горизонтального орта [15]. Тоді, опускаючи множники кругової частоти, загасання і дальності, вектор напруженості електричного поля поблизу передавальної антени може бути представлений у вигляді поляризаційного вектора випромінюваного сигналу

$$\vec{E}_{\text{изл}}(t) = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot \left( s(t) \cdot p_1^0 \right), \quad (3.6)$$

де  $H_{\alpha} = \begin{vmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{vmatrix}$  - матриця еліптичності,  $\alpha = -45^{\circ} \dots +45^{\circ}$ ;

$$H_{\beta} = \begin{vmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{vmatrix} - \text{матриця орієнтації, } \beta = -90^{\circ} \dots +90^{\circ};$$

$p_1^0 = (1 \ 0)^T$  - горизонтальний орт лінійного поляризаційного базису.

Зауважимо, що з огляду на кінцевій розв'язки по поляризації реальної передавальної антени в (3.7) маємо

$$\alpha = \alpha_{\text{изл}} = 0 \pm \Delta\alpha_{\text{изл}} = \arctg\left( \frac{E_{\text{крос\_изл}}}{E_{\text{осн\_изл}}} \right), \quad (3.7)$$

де  $E_{\text{крос\_изл}}$  - кроссполаризаційну складову випромінюваного поля (горизонтальна);  $E_{\text{осн\_изл}}$  - основна складову випромінюваного поля (вертикальна).

$$\beta = 90^\circ \pm \beta_{\text{изл}}. \quad (3.8)$$

Внаслідок особливостей поширення радіохвиль, вектор напруженості сигналу у приймальній антені покажемо у вигляді

$$\vec{E}_{np}(t) = \vec{E}_{\text{изл}}(t - \tau_0) \cdot K_{r0}(t) \quad (3.9)$$

де  $K_{r0}(t)$  - множник загасання прямої хвилі;  $\tau_0$  - час запізнювання прямої хвилі.

Поляризаційні параметри прийомної антени опишемо за допомогою поляризаційного вектора при кутах еліптичності та орієнтації поляризаційної діаграми прийомної антени відповідно до виразами

$$\vec{p}_\alpha = H_\alpha^{T*} \cdot H_\beta^T \cdot \vec{p}_1^0, \quad (3.10)$$

$$\alpha = \alpha_{np} = 0 \pm \Delta\alpha_{np} = \arctg\left(\frac{E_{\text{крос\_np}}}{E_{\text{осн\_np}}}\right), \quad (3.11)$$

$$\beta = 90^\circ \pm \Delta\beta_{np}. \quad (3.12)$$

З огляду на вираження (3.9) і (3.10), знайдемо сигнал на виході прийомної антени

$$\vec{u}_{np}(t) = \vec{p}_\alpha^* \cdot \vec{E}_{np}(t) \cdot K_\alpha + u_{\text{ш}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t), \quad (3.13)$$

де  $K_\alpha$  - коефіцієнт, що враховує втрати і перетворюючу роль прийомної антени (ефективна площа антени);  $u_{\text{ш}}(t)$  — теплової шум приймального каналу. Якщо потенційне значення відношення потужності сигналу до потужності шуму.

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}, \quad (3.14)$$

то реальне залежить від коефіцієнта поляризаційного прийому [15]

$$h_{\text{вх}}^2 = h^2 \cdot K_{np-c}, \quad (3.15)$$

який визначається як

$$K_{np\_c} = \cos^2 \delta_1, \quad (3.16)$$

де  $\delta_1$  — кут між поляризаційними векторами сигналу (3.9) і антени (3.10), який представляє собою, по суті, неузгодженість по поляризації між сигналом і антеною і знаходиться у відповідності з виразом

$$\delta_1 = \arccos \left( E_{np}^T \cdot \vec{p}_\alpha^* \right). \quad (3.17)$$

На практиці зручніше використовувати величину втрат потужності сигналу при неузгодженості, тобто розбіжності поляризаційних параметрів прийому хвилі і антени.

$$K_{пот\_c} = 10 \cdot \log \left( \frac{1}{\cos^2 \delta_1} \right), \text{ дБ}. \quad (3.18)$$

Тому, реальне ставлення потужності сигналу до потужності шуму на виході розглянутого каналу передачі можна представити у вигляді

$$h_{в\text{ьх}}^2 = 10 \cdot \log \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right) - K_{пот\_c}, \text{ (дБ)}. \quad (3.19)$$

Зауважимо, що втрати будуть мінімальними при збігу поляризаційних параметрів антени та прийому хвилі

$$\alpha_a \approx \alpha_{np}, \beta_a \approx \beta_{np}. \quad (3.20)$$

Втрати при неузгодженості по поляризації також залежать від ступеня поляризації хвиль. Під ступенем поляризації електромагнітної хвилі розуміють залежність у часі поляризаційних параметрів на інтервалі деякого часу спостереження, наприклад, сеансу передачі. Якщо з плином часу поляризаційні параметри залишаються незмінними, то говорять про повністю поляризованих сигналах, якщо змінюються з максимальним ступенем хаотичності - то неполяризовані. У цьому випадку говорять про індекс або ступеня поляризації падаючої електромагнітної хвилі як щодо потужності повністю поляризованої складової поля до її повної потужності [15]

$$m_1 = \frac{P_{nn}}{P_c} = 1 - \frac{P_{nn}}{P_{nn} + P_{нн}}, \quad (3.21)$$

де  $P_{nn}$  - повністю поляризована складова повної потужності сигналу

$P_c$ ;  $P_{nn}$  - неполяризована (хаотична) складова повної потужності сигналу.

Реальні сигнали в вільному просторі є, взагалі кажучи, частково поляризованими і індекс поляризації приймає значення  $m_1 = 0 \dots 1$ . Тому, будемо вважати на практиці, що при  $1 > m_1 > 0,95$  хвиля є повністю поляризованою, при  $0,95 > m_1 > 0,05$  - частково поляризованою, і при  $0,05 > m_1 > 0$  - хаотично поляризованою.

Індекс поляризації можна розрахувати з використанням параметрів Стокса [15] або оцінити в реальних умовах високого енергетичного параметра. При цьому слід отримати ковариаційну матрицю вектора напруженості сигналу у приймальній антені (3.9) за вибіркою з нормально розподілених тимчасових відліків. При гіпотезі нульового математичного очікування маємо

$$\dot{M} = \frac{1}{k-1} \sum \dot{E}_{np}(t) \cdot \dot{E}_{np}^T(t). \quad (3.22)$$

Враховуємо, що ця ковариаційна матриця (КМ) є ермітової, а значить і позитивно визначеною. Тому, вона відноситься до класу діагоналізуємих матриць. Тоді

$$\dot{M} = \dot{B} \cdot \Lambda \cdot \dot{B}^{T*}, \quad (3.23)$$

де  $\dot{B} = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 \end{pmatrix}$  - матриця власних векторів, що залежить від  $H_\alpha$  і  $H_\beta$ ;

$\Lambda = \begin{vmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{vmatrix}$  - матриця власних значень, спектр КМ, причому,  $\lambda_1 \geq \lambda_2$ .

Зауважимо, що ранг КМ відповідає кількості ненульових елементів матриці власних значень і свідчить про ступінь поляризації хвилі, що приймається. При цьому якщо:

$\text{Rank}(\dot{M}) = 1$  при  $\lambda_1 = P_c$  і  $\lambda_2 = 0$ , то хвиля є повністю

поляризованою;  $\text{Rank}(\dot{M}) = 2$  при  $\lambda_1 \neq 0_c$  і  $\lambda_2 \neq 0$ , то хвиля є частково

поляризованою;  $\text{Rank}(\dot{M}) = 1$  при  $\lambda_1 = \lambda_2$ , то хвиля є хаотично поляризованою.

З огляду на властивості інваріантності КМ, маємо

$$P_c = \text{trace}(\dot{M}) - \text{trace}(\Lambda) = \lambda_1 + \lambda_2. \quad (3.24)$$

Нескладно показати, що якщо хаотична складова повної потужності сигналу в (3.19) розподілена рівновероятно і однаково уздовж горизонтального і вертикального орта лінійного поляризаційного базису, то

$$\Lambda = \begin{vmatrix} P_{nn} + \frac{P_{\text{шп}}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{P_{\text{шп}}}{2} \end{vmatrix}. \quad (3.25)$$

Тому, з огляду на (3.19) і властивість (3.22), отримаємо оцінку індексу поляризації

$$\hat{m}_1 = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{\Delta\lambda}{P_c}. \quad (3.26)$$

Таким чином, індекс поляризації можна отримати за даними оціночної КМ реального сигналу у приймальні антени в умовах високого енергетичного параметра.

Однак для реального каналу передачі, в типових умовах енергетичного параметра оцінка індексу поляризації на виході приймальних каналів буде залежати також і від енергетичного параметра, від відносини потужності сигналу до потужності шуму. Вважаючи шум стаціонарним і нормально розподіленим в (3.11), ґрунтуючись на попередніх викладках, можна отримати оцінку індексу поляризації реального каналу передачі з урахуванням впливу шумів

$$\hat{m}_{1p} = \frac{m_1}{1 + m_1 \cdot h^2}, \quad (3.27)$$

де  $m_1$  - індекс поляризації самої хвилі, без врахування впливу шумів. Звідки знайдемо істинний індекс поляризації самої хвилі

$$m_1 = \frac{\hat{m}_{1p}}{1 - \hat{m}_{1p} \cdot h^2}. \quad (3.28)$$

Отже, коефіцієнт поляризаційного прийому каналу передачі на підставі (3.14), (3.19) і (3.23) визначимо відповідно до формули

$$K_{\text{кан}_1} = \frac{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)}{2}, \quad (3.29)$$

а енергетичний параметр каналу передачі при цьому буде

$$h_{\text{ВЫХ}}^2 = h^2 \cdot K_{\text{кан}_1}. \quad (3.30)$$

Отже, втрати прийому сигналу

$$K_{\text{пот}_c} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{\text{кан}_1}}. \quad (3.31)$$

Аналогічним чином отримаємо втрати прийому перешкоди.

Якщо потенційне значення відношення потужності перешкоди до потужності шуму

$$g^2 = \frac{P_n}{P_{\text{ш}}}, \quad (3.32)$$

то реальне залежить від коефіцієнта поляризаційного прийому перешкоди [37]

$$g_{\text{ВЫХ}}^2 = g^2 \cdot K_{\text{пр}_n}, \quad (3.33)$$

де  $K_{\text{пр}_n} = \cos^2(90^\circ - \delta_2)$ ,

де  $\delta_2$  — кут між поляризаційним вектором перешкоди і антени ортогонального каналу.

Величина втрат потужності перешкоди, при неузгодженості поляризаційних параметрів прийому хвилі і антени

$$K_{\text{пот}_n} = 10 \cdot \log \left( \frac{1}{\cos^2(90^\circ - \delta_2)} \right), \text{ дБ}. \quad (3.34)$$

Тому, реальне ставлення потужності перешкоди до потужності шуму на виході розглянутого каналу передачі можна представити у вигляді

$$g_{\text{ВЫХ}}^2 = 10 \cdot \log\left(\frac{P_n}{P_{\text{ш}}}\right) - K_{\text{ПОТ}_n}, \text{ (дБ)}. \quad (3.35)$$

В даному випадку втрати перешкоди будуть максимальними при збігу поляризаційних параметрів антени ортогонального каналу і прийому хвилі, а значить і вплив перешкоди буде мінімальним.

Індекс поляризації падаючої електромагнітної хвилі в даному випадку [15]

$$m_2 = \frac{P_{mn}}{P_n} = 1 - \frac{P_{nn}}{P_{mn} + P_{nn}}, \quad (3.36)$$

де  $P_{mn}$  - повністю поляризована складова повної потужності перешкоди  $P_n$ ;  $P_{nn}$  - неполяризована (хаотична) складова повної потужності перешкоди.

Оцінка індексу поляризації реального каналу передачі з урахуванням впливу шумів

$$\hat{m}_{2p} = \frac{m_2}{1 + m_2 \cdot g^2}, \quad (3.37)$$

де  $m_2$  - індекс поляризації самої хвилі, без врахування впливу шумів. Звідки істинний індекс поляризації самої хвилі

$$m_2 = \frac{\hat{m}_{2p}}{1 - \hat{m}_{2p} \cdot h^2}. \quad (3.38)$$

Тоді коефіцієнт поляризаційного прийому ортогонального каналу передачі

$$K_{\text{кан}_2} = \frac{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2(90^\circ - \delta_2) - 1)}{2}, \quad (3.39)$$

а енергетичний параметр каналу передачі при цьому буде

$$g_{\text{ВЫХ}}^2 = g^2 \cdot K_{\text{кан}_2}. \quad (3.40)$$

Отже, втрати прийому перешкоди

$$K_{\text{пот}_n} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{\text{кан}_2}}. \quad (3.41)$$

4. Втрати в фідері приймального тракту  $L_{fnp}$  для всіх сигналів мають однакові значення і визначаються конструкцією фідера, як розглянуто вище при аналізі передавачів.

5. Сумарне посилення антени визначається виразом

$$W = G_{np} - \Delta G_{np} - K_{\text{пот}} - L_{fnp}$$

### 3.2.4 Аналіз електромагнітної сумісності

Потужність сигналу на вході приймача визначається за результатами проведених розрахунків відповідно до вираження

$$P_{np} = P_{nep} + L_{тр} + W. \quad (3.42)$$

Відношення сигнал-шум  $h^2$  і перешкода-шум  $g^2$  визначається наступними складовими:

- Поправкою на розбіжність робочих частот.
- Поправкою на ширину смуги частот каналу.
- Чутливістю приймача.

1. Поправка на розбіжність робочих частот визначається виходячи з різниці  $\Delta f$  між основною частотою випромінювання корисного сигналу і гармонікою сигналу, що заважає, що лежить в смузі прийому рецептора. Для цього значення має бути введена корекція. Для розрахунку поправки використовуються смуги пропускання на рівні 3 дБ передавача  $\Delta F_T$  і приймача  $\Delta F_R$ .

Поправка на розбіжність робочих частот

$$P(\Delta f, B) = \begin{cases} 0 & \text{при } \Delta f \leq B; \\ -5001g\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } B \leq \Delta f \leq 1,15B; \\ -22 - 1351g\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 1,15B \leq \Delta f \leq 1,25B; \\ -30,6 - 471g\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 1,25B \leq \Delta f \leq 1,6B; \\ -32 - 391g\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 1,6B \leq \Delta f \leq 2,9B; \\ -33 - 371g\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 2,9B \leq \Delta f \leq 5,4B. \end{cases} \quad (3.43)$$

Параметр  $B$  розраховується за формулою:

$$B = \frac{\Delta F_R + \Delta F_T}{2}. \quad (3.44)$$

Розбіжність робочих частот:

$$\Delta f = |\Delta F_R - \Delta F_T|. \quad (3.45)$$

2. Поправка на ширину смуги частот  $\Delta K$  враховує співвідношення смуг пропускання трактів приймача і передавача. Коли ширина смуги пропускання передавача перевершує ширину смуги пропускання приймача, приймач може перехоплювати лише частину випромінювання передавача. Для цього випадку вводиться поправка, для обчислення якої може бути використана корекція ширини смуги пропускання, показана в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 – коефіцієнт корекції

Модуляція	Співвідношення смуг пропускання	Корекція	Примітка
Шумоподобна	$\Delta F_R \geq \Delta F_T$	Без корекції	Мощність пропорциональна в полосе
	$\Delta F_R < \Delta F_T$	$101g \frac{\Delta F_R}{\Delta F_T}$	

Продовження таблиці 3.4

Імпульсна	$\Delta F_R \geq \Delta F_T$	Без корекції	Пікове напруга пропорційно смузі
	$PRF < \Delta F_R < \Delta F_T$	$201g \frac{\Delta F_R}{\Delta F_T}$	
	$\Delta F_R < PRF$	$201g \frac{PRF}{\Delta F_T}$	
<i>PRF</i> – частота проходження імпульсів			

3. Чутливість приймача задається вихідними вимогами і наводиться у відповідній заваді. Так як один і той же приймач обробляє корисний і заважає сигнали, то задане значення чутливості приймача враховується як для сигналу, так і для перешкоди.

Чутливість визначається рівнем ефективно переданої потужності шуму:

$$N = -144 + k_{ш} + 101g \Delta F_R, \text{ дБм}, \quad (3.46)$$

де  $k_{ш} = 0,7$  – коефіцієнт шуму приймача, дБм;

$\Delta F_R$  – смуга пропускання приймача, кГц.

Тоді відношення потужності корисного сигналу до шуму визначиться виразом

$$h^2 = P_{c\_np} - N. \quad (3.47)$$

А ставлення потужності перешкоди до шуму

$$g^2 = P_{n\_np} - P(\Delta f, B) - \Delta K - N. \quad (3.48)$$

Відношення сигнал / (перешкода + шум) є підсумковим показником завадостійкості радіосистеми і умови забезпечення ЕМС. ОСПШ визначається наступним чином:

$$ОСПШ = h_{\text{внх}}^2 - g_{\text{внх}}^2, \text{ дБ}. \quad (3.49)$$

Слід врахувати, що параметр  $h_{\text{внх}}^2$  є контрольованим параметром, в той час як  $g_{\text{внх}}^2$  визначається електромагнітної обстановкою.

Пропускна здатність каналу зв'язку при цьому буде визначатися залежністю

$$C = \Delta F \log_2(1 + \text{ОСПШ}). \quad (3.50)$$

А ймовірність помилок передачі інформації каналу

$$P_{\text{ош}} = 1 - F\left(\sqrt{k \cdot h^2 \cdot \text{ОСПШ}}\right), \quad (3.51)$$

де  $k$  - коефіцієнт, пов'язаний з видом модуляції,  $F(x)$  - функція Лапласа.

## 4 АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ DVB-S2

Зробимо аналіз ЕМС двох суміжних по частоті каналів: прийомопередавача 8, сигнал якого будемо вважати корисним і прийомопередавача 9, сигнал якого будемо вважати перешкодою.

### 4.1 Вихідні дані для аналізу

При аналізі ЕМС проводиться розрахунок для наступних вихідних даних:

#### 1. Характеристики передавача прийомопередавача 8:

- В діапазоні 11,7: 12,5 ГГц максимальна еквівалентна ізотропно випромінювана потужність передавача  $P_{\text{ЭИИМ}} = 52$  дБВт.

- Робоча частота передавача прийомопередавача 8:  $f_8 = 12015$  МГц;

- Смуга пропускання на рівні 3 дБ передавача прийомопередавача 8: 36 МГц;

- Поляризація - горизонтальна.

#### 2. Характеристики приймача прийомопередавача 8:

- Частота прийому  $f_8 = 12015$  МГц;

- Смуга пропускання на рівні 3 дБ приймача: 36 МГц;

- КУ антени приймача:  $G_{\text{пр65}} = 39,8$  дБ;

- Коефіцієнт шуму  $k_{\text{ш}} = 0,7$ ;

- Необхідне ОСПШ в системі: 7,8 дБ;

- Поляризація - горизонтальна.

#### 3. Характеристики передавача прийомопередавача 9:

- Еквівалентна ізотропно випромінювана потужність передавача прийомопередавача 9:  $P_{\text{ЭИИМ}} = 60$  дБВт;

- Несуча частота передавача прийомопередавача 9:  $f_9 = 11996$  МГц;

- Смуга пропускання на рівні 3 дБ передавача: 36 МГц;

- Поляризація - вертикальна.

## 4.2 Втрати енергії на трасі поширення радіохвиль

Втрати енергії сигналу на трасі поширення радіохвиль з прийомопередавача  
8

$$L_{med8} = 32,441 + 20 \lg d + 20 \lg f = 32,441 + 20 \lg 36,5 + 20 \lg 12015 = 145,2813 \text{ дБ.}$$

Втрати енергії сигналу на трасі поширення радіохвиль з прийомопередавача  
9

$$L_{med9} = 32,441 + 20 \lg d + 20 \lg f = 32,441 + 20 \lg 36,5 + 20 \lg 11996 = 145,2676 \text{ дБ.}$$

## 4.3 Аналіз параметрів приймачів корисного сигналу при одночасній дії корисного і що заважає сигналів

1. Коефіцієнт посилення приймальні антени 38,9.
2. Зменшення коефіцієнта посилення антени через неузгодженості поляризації.

При прийомі сигналу

$$K_{\text{пот}_c} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{\text{кан}_1}}, \quad (4.1)$$

$$\text{де } K_{\text{кан}_1} = \frac{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)}{2}. \quad (4.2)$$

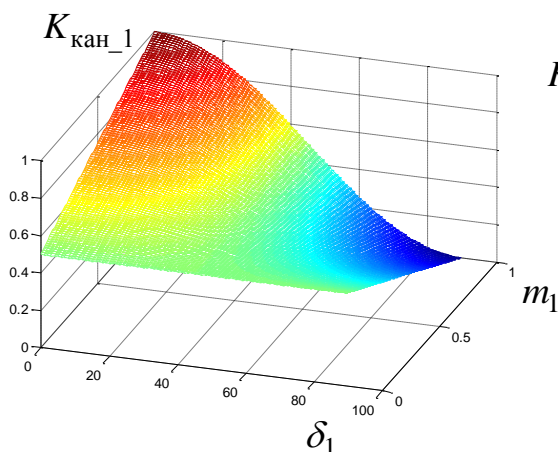


Рисунок 4.1 – Двовимірна функція коефіцієнта поляризаційного прийому

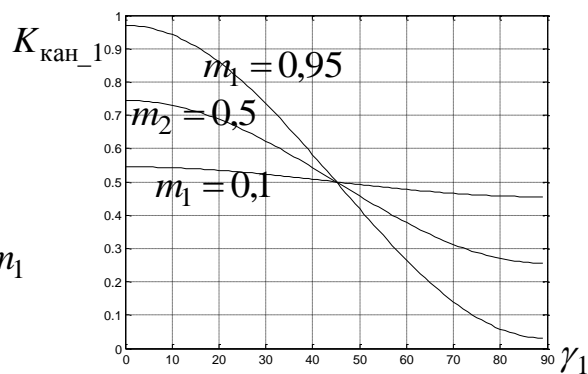


Рисунок 4.2 – Перетину функції коефіцієнта поляризаційного прийому

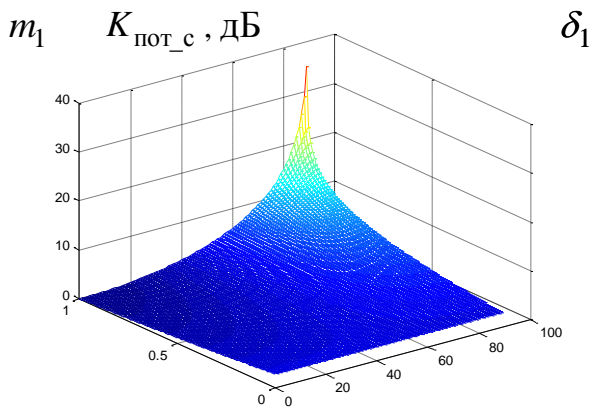


Рисунок 4.3 – Двовимірна функція втрат через неузгодженості по поляризації

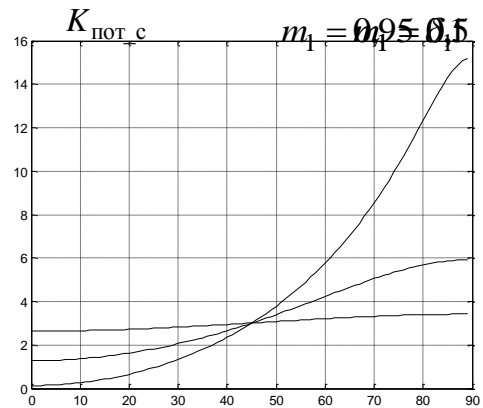


Рисунок 4.4 – Перетину функції втрат через неузгодженості по поляризації

Проведено аналіз втрат сигналу через неузгодженості по поляризації. Побудована двовимірна функція коефіцієнта поляризаційного прийому (3.27) (рис.4.1) і її перетину (рис.4.2). З даних залежностей видно, що коефіцієнт поляризаційного прийому істотно зменшується при індексі поляризації  $m > 0,8$  і більшому вугіллі неузгодженості  $80^\circ \dots 90^\circ$ , в той же час, коли при  $m < 0,5$  зменшення коефіцієнта поляризаційного прийому менш помітно. Слабо поляризовані хвилі при  $m < 0,1$  характеризуються інваріантністю до кута неузгодженості.

Побудована двовимірна функція втрат сигналу через неузгодженості по поляризації (3.29) (рис.4.3) і її перетину (рис.4.4). З даних залежностей видно, що втрати істотно зростають при індексі поляризації  $m > 0,8$  і великому куті неузгодженості  $80^\circ \dots 90^\circ$ , в той же час, коли при  $m < 0,5$  така залежність зменшується. Слабо поляризовані хвилі при  $m < 0,1$  характеризуються втратами при прийомі близько 3 дБ і інваріантністю до кута неузгодженості.

При прийомі перешкоди

$$K_{\text{пот}_n} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{\text{кан}_2}}, \quad (4.3)$$

$$\text{де } K_{\text{кан}_2} = \frac{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2(90^\circ - \delta_2) - 1)}{2}. \quad (4.4)$$

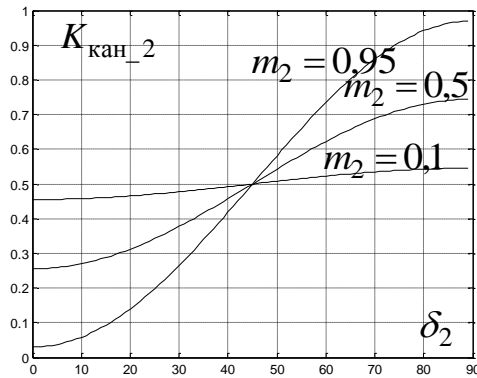


Рисунок 4.5 – Залежності функції коефіцієнта поляризаційного прийому від кута неузгодженості при різних значеннях індексу поляризації

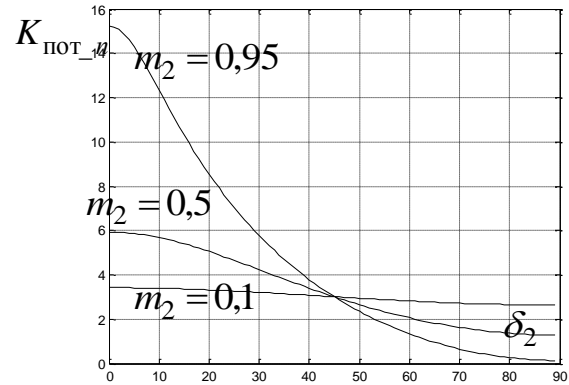


Рисунок 4.6 – Залежності функції втрат перешкоди від кута неузгодженості при різних значеннях індексу поляризації

Проведено аналіз втрат перешкоди через неузгодженості по поляризації. Побудовано залежності функції коефіцієнта поляризаційного прийому (3.31) від кута неузгодженості (рис.4.5) при різних значеннях індексу поляризації. З даних залежностей видно, що коефіцієнт поляризаційного прийому істотно збільшується при індексі поляризації  $m > 0,8$  і великому вугіллі неузгодженості  $80^\circ \dots 90^\circ$ , в той же час, коли при  $m < 0,5$  збільшення коефіцієнта поляризаційного прийому менш помітно. Слабо поляризовані хвилі при  $m < 0,1$  характеризуються інваріантністю до кута неузгодженості.

Побудовано залежності функції втрат перешкоди через неузгодженості по поляризації при різних значеннях індексу поляризації (рис.4.6). З даних залежностей видно, що втрати істотно зростають при індексі поляризації  $m > 0,8$  і малому куті неузгодженості  $0^\circ \dots 10^\circ$ .

3. Втрати в фідері приймального тракту 3 дБ.

4. Сумарне посилення антени визначиться з виразу.

Для корисного сигналу

$$\begin{aligned}
 W_c &= 39,8 - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right) - 3 = \\
 &= 36,8 - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

для перешкоди

$$W_n = 36,8 - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2(90^\circ - \delta_2) - 1)} \right). \quad (4.6)$$

#### 4.4 Потужність на вході приймача

Потужність на вході приймача визначається за результатами проведених розрахунків. Дані результати зведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Потужність на вході приймача прийомопередавача 8

Параметр	Сигнал		Перешкода	
	+дБ	-дБ	+дБ	-дБ
1.Рівень ефективної переданої потужності	+60		+60	
2. Сумарні втрати на трасі поширення	-145,2813		-145,2676	
3.Сумарне посилення антени рецептора	+36,8 – $-10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right)$		+36,8 – $-10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2(90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	
4. Потужність на вході приймача - рецептор	-48,4813- $-10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right)$		-48,4676- $-10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2(90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	

Поправка на розбіжність робочих частот.

Смуга пропускання на рівні 3 дБ передавача прийомопередавача 8:  $\Delta F_T = 36$  МГц. Смуга пропускання на рівні 3 дБ приймача прийомопередавача 9:  $\Delta F_R = 36$  МГц.

Розбіжність частоти прийому прийомопередавача 8 і передачі прийомопередавача 9 одно:

$$\Delta f = 12015 - 11996 = 19 \text{ МГц.}$$

Параметр  $B$ :

$$B = (\Delta F_R + \Delta F_T)/2 = (36+36)/2 = 36 \text{ МГц}$$

Отже, поправочний коефіцієнт

$$P(\Delta F, B) = 0 \text{ дБ.}$$

Поправка на ширину смуги частот.

Для пари прийомопередавача 8 - прийомопередавача 9:

$$\Delta F_R = \Delta F_T, \text{ отже, корекція на ширину смуги пропускання дорівнює 0.}$$

Чутливість приймача.

В даному випадку

$$N = -144 + 0,7 + 10 \lg 36000 = -97,7370.$$

Чутливість приймача прийомопередавача 8: -97,737 дБ.

Чутливість приймача прийомопередавача 9: -97,737 дБ.

Виграш у відносинах  $h^2$  і  $g^2$  при детектуванні.

Так як в приймачу прийомопередавача 8 не передбачено ніяких спеціальних засобів або прийомів по виділенню сигналів при детектуванні, то відносини  $h^2$  і  $g^2$  залишаються такі ж, як і на вході детектора.

Ставлення  $h^2$  і  $g^2$  на виході детектора. Відносини  $h^2$  для корисного сигналу і  $g^2$  для перешкоди, а також ОСПШ занесені в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Ставлення  $h^2$  і  $g^2$  на вході детектора приймача прийомопередавача 65

Параметр	Сигнал прийомопередавач 8		Перешкода прийомопередавач 9	
	+дБ	-дБ	+дБ	-дБ
1. Потужність на вході приймача	-48,4813- $-10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right)$		-48,4676- $-10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2 (90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	
2. Поправка на розбіжність робочих частот	-	-	-	-

Продовження таблиці 4.2

3. Поправка на ширину смуги частот	-	-	-	0
4. Чутливість приймача	-	-97,7370	-	-97,7370
5. Виграш у відносинах $h^2$ і $g^2$ при детектуванні	0		0	
6. Відношення $h^2$ і $g^2$ на виході детектора	$-49,25 - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)} \right)$		$-49,27 - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2 (90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	
7. ОСПШ	$-0,02 - \log_{10} \left( \frac{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2 (90^\circ - \delta_2) - 1)}{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)} \right)$			

#### 4.5 Результати моделювання

Проведено аналіз залежності відношення сигнал / шум від кута неузгодженості  $\delta_1$  і індексу поляризації  $m_1$ . Побудована функція розподілу відносини сигнал / шум (рис.4.7). З даного графіка видно, що найбільше значення відношення сигнал / шум досягається при індексі поляризації  $m_1=1$  (повністю поляризовані хвилі) і вугіллі неузгодженості  $\delta_1=0^\circ$ . При зменшенні індексу поляризації до  $m_1=0$  (Повністю неполяризовані хвилі) спостерігаються незначні втрати відносини сигнал / шум (близько 5 дБ). При збільшенні кута неузгодженості з  $\delta_1=0^\circ$  до  $\delta_1=90^\circ$  і при малих значеннях індексу  $m_1 \leq 0,1$  поляризації відбуваються так само незначні втрати у відношенні сигнал / шум (близько 2-3 дБ). Різке зменшення відносини сигнал / шум спостерігається при одночасному збільшенні індексу поляризації і збільшенні кута неузгодженості.

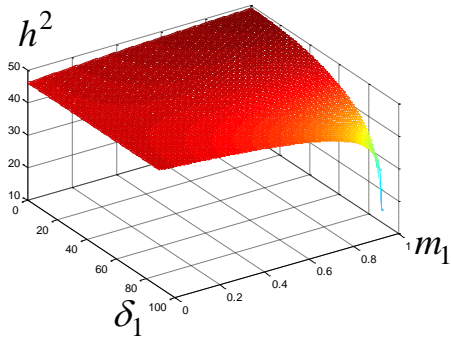


Рисунок 4.7 – Функція розподілу відносини сигнал / шум

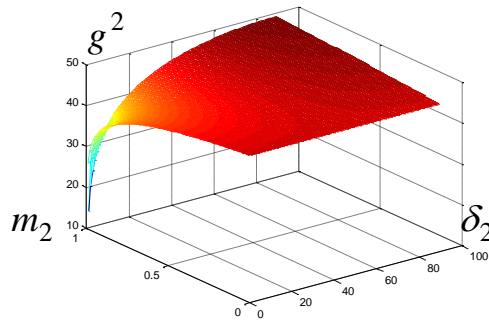


Рисунок 4.8 – Функція розподілу отношения сигнал / шум

Проведено аналіз залежності відношення перешкода / шум від кута неузгодженості  $\delta_2$  і індексу поляризації  $m_2$ . Функція розподілу відносини перешкода / шум представлена на рис.4.8. Судячи з даного графіка можна зробити висновок, що найбільше значення відношення перешкода / шум досягає при індексі поляризації  $m_2=1$  (повністю поляризовані хвилі) і вугіллі неузгодженості  $\delta_2=90^\circ$ . При зменшенні індексу поляризації до  $= 0$  спостерігається незначне зменшення відносини перешкода / шум. При зменшенні кута неузгодженості з  $\delta_2=90^\circ$  до  $\delta_2=0^\circ$  і при малих значеннях індексу поляризації  $m_2 \leq 0,1$  відбуваються так само незначні зменшення відносно перешкода / шум. Значне зменшення відносини перешкода / шум досягається при одночасному збільшенні індексу поляризації і зменшенні кута неузгодженості.

Можна зробити висновок, що найкраща нагода буде досягнутий при одночасному виконанні умов:  $m_1=1$  (повністю поляризована хвилі), кут неузгодженості  $\delta_1=0^\circ$ ,  $m_2=1$  (також повністю поляризована хвилі), кут неузгодженості  $\delta_2=0^\circ$ . Необхідно відзначити, що такий варіант на практиці труднодоступним. На практиці частіше зустрічаються випадки частково поляризованих хвиль  $0,95 > m_1 > 0,05$  і  $0,95 > m_2 > 0,05$  і при відносно невеликих кутах неузгодженості  $0 < \delta_1 < 20$  і  $0 < \delta_2 < 20$ .

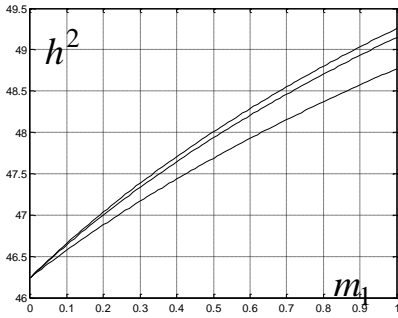


Рисунок 4.9 – Зависимости отношения сигнал/шум от индекса поляризации  $m_1$  при углах рассогласования  $\delta_1=0^\circ$ ,  $\delta_1=10^\circ$  и  $\delta_1=20^\circ$

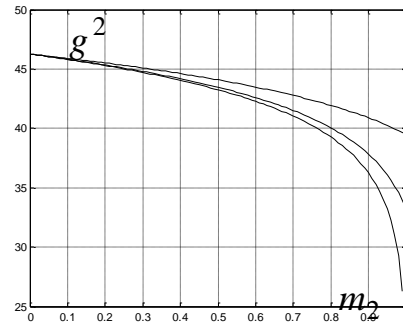


Рисунок 4.10 – Зависимости отношения помеха/шум от индекса поляризации  $m_2$  при углах рассогласования  $\delta_2=20^\circ$ ,  $\delta_2=10^\circ$  и  $\delta_2=0^\circ$

На рис.4.9 представлені графіки залежності відносини сигнал / шум від індексу поляризації  $m_1$  при кутах неузгодженості  $\delta_1=0$  (верхня крива  $\delta_1=10$  (середня крива) і  $\delta_1=20$  (нижня крива). З даного графіка видно, що відношення сигнал / шум для частково поляризованих хвиль змінюється в межах від 45,5 дБ до 49 дБ.

На рис.4.10 представлені графіки залежності відносини перешкода / шум від індексу поляризації  $m_2$  при кутах неузгодженості  $\delta_2=20^\circ$  (верхня крива),  $\delta_2=10^\circ$  (середня крива) и  $\delta_2=0^\circ$  (нижня крива). З даного графіка видно, що відношення перешкода / шум для частково поляризованих хвиль змінюється в межах від 46 дБ до 40...36 дБ.

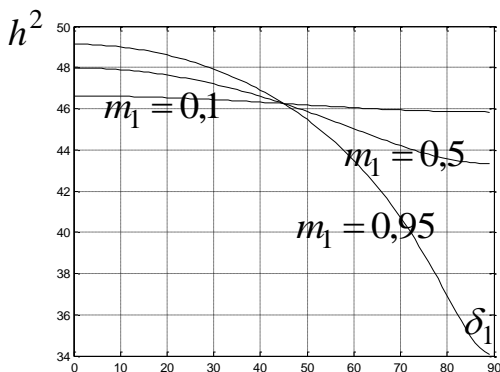


Рисунок 4.11 – Залежно відносини сигнал / шум від кута неузгодженості  $\delta_1$  при індексах поляризації  $m_1=0,95$ ,  $m_1=0,5$  і  $m_1=0,1$

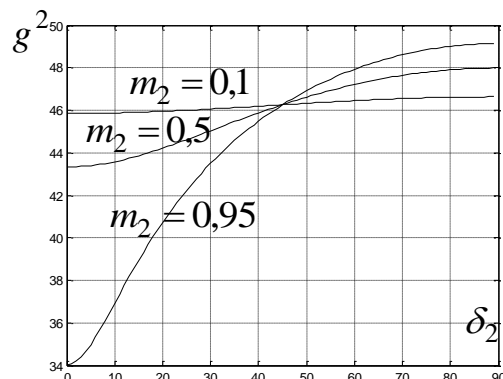


Рисунок 4.12 – Залежно відносини перешкода / шум від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$

На рис.4.11 представлені графіки залежності відносини сигнал / шум від кута неузгодженості  $\delta_1$  при індексах поляризації  $m_1=0,95$ ,  $m_1=0,5$  і  $m_1=0,1$ , що відповідає частково поляризованим хвилям. З даних графіків видно, що відношення сигнал / шум для частково поляризованих хвиль при індексі поляризації  $m_1=0,95$  зменшується з 49 дБ до 34 дБ при зміні кута неузгодженості  $\delta_1$  від  $0^\circ$  до  $90^\circ$ . Відношення сигнал / шум при індексі поляризації  $m_1=0,5$  зменшується з 48 дБ до 43,5 дБ при зміні кута неузгодженості  $\delta_1$  від  $0^\circ$  до  $90^\circ$ . І при індексі поляризації  $m_1=0,1$  відношення сигнал / шум зменшується з 46,8 дБ до 45,9 дБ при зміні кута неузгодженості  $\delta_1$  від  $0^\circ$  до  $90^\circ$ .

На рис.4.12 представлені графіки залежності відносини перешкода / шум від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$ , що так само відповідає частково поляризованим хвилям. З даних графіків видно, що відношення перешкода / шум для частково поляризованих хвиль при індексі поляризації  $m_2=0,95$  збільшується з 34 дБ до 49 дБ при зміні кута неузгодженості  $\delta_2$  від  $0^\circ$  до  $90^\circ$ . Ставлення перешкода / шум при індексі поляризації  $m_2=0,5$  збільшується з 43,5 дБ до 48 дБ при зміні кута неузгодженості  $\delta_2$  від  $0^\circ$  до  $90^\circ$ . І при індексі поляризації  $m_2=0,1$  відношення перешкода / шум збільшується з 45,9 дБ до 46,8 дБ при зміні кута неузгодженості  $\delta_2$  від  $0^\circ$  до  $90^\circ$ .

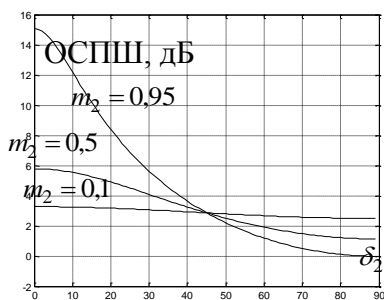


Рисунок 4.13 –  
Залежність ОСПШ від  
кута неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,95$  і  $\delta_1 = 0^\circ$

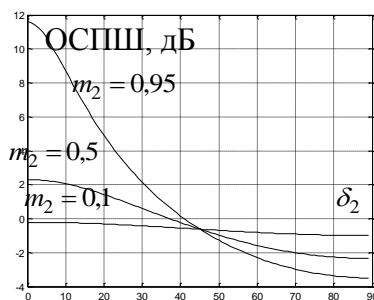


Рисунок 4.14 –  
Залежність ОСПШ від  
кута неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,95$ ,  $\delta_1 = 50^\circ$

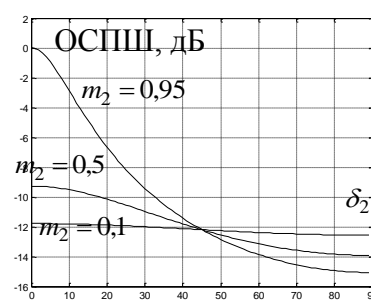


Рисунок 4.15 – Залежність  
ОСПШ від кута  
неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,95$ ,  $\delta_1 = 90^\circ$

Проведено аналіз впливу індексу поляризації и кута неузгодженості на Ставлення сигнал /Перешкода + шум. На рис.4.13 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоду  $\delta_2$  при індексах поляризації перешкоди

$m_2 = 0,95$ ,  $m_2 = 0,5$  і  $m_2 = 0,1$ , що відповідає частково поляризованою заваді. Дані залежності отримано при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,95$  і кута неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 0^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ для DVB-S2 7,8 дБ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а угол рассогласования помехи  $\delta_2 \leq 21^\circ$ .

На рис.4.14 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,95$  і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 50^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 11^\circ$ .

На рис.4.15 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,95$  і кута неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 90^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ не досягається ні за яких умов.

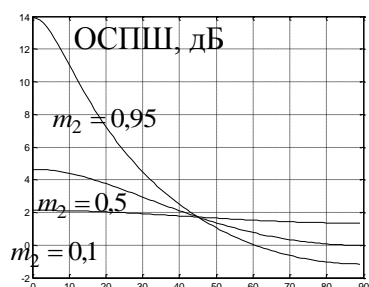


Рисунок 4.16 –  
Залежність ОСПШ від  
кута неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,5$  і  $\delta_1 = 0^\circ$

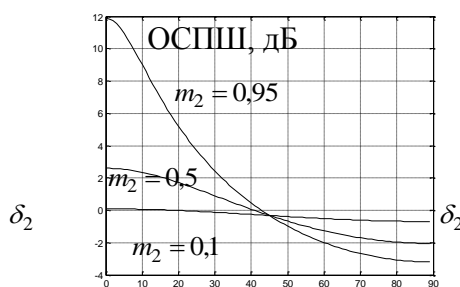


Рисунок 4.17 –  
Залежність ОСПШ від кута  
неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,5$  і  $\delta_1 = 50^\circ$

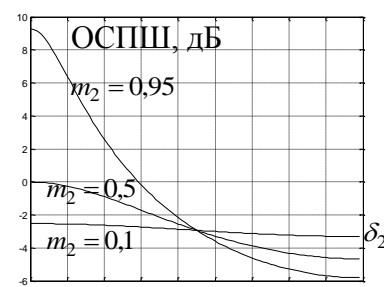


Рисунок 4.18 –  
Залежність  
ОСПШ від кута  
неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,5$  і  $\delta_1 = 90^\circ$

На рис.4.16 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди при індексах поляризації перешкоди  $m_2 = 0,95$ ,  $m_2 = 0,5$  і  $m_2 = 0,1$ , що відповідає частково поляризованою заваді. Дані залежності отримано при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,5$  і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 0^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що

індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 20^\circ$ .

На рис.4.17 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,5$  і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 50^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 12^\circ$ .

На рис. 4.18 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,5$  і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 90^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 5^\circ$ .

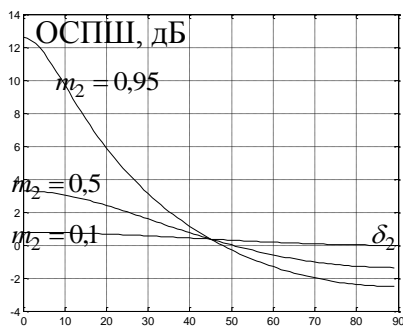


Рисунок 4.19 –  
Залежність ОСПШ від кута  
неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,1$  і  $\delta_1 = 0^\circ$

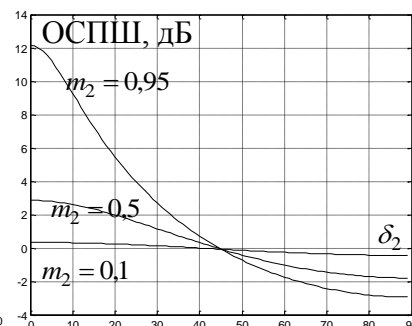


Рисунок 4.20 –  
Залежність  
ОСПШ від кута  
неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,1$  і  $\delta_1 = 50^\circ$

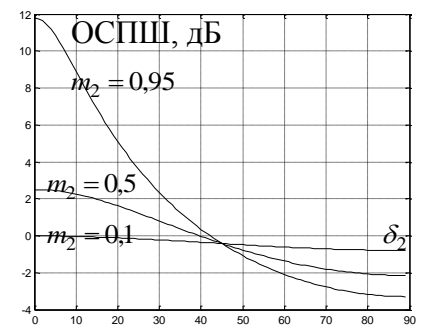


Рисунок 4.21 – Залежність  
ОСПШ від кута  
неузгодженості  $\delta_2$   
при  $m_1 = 0,1$  і  $\delta_1 = 90^\circ$

На рис.4.19 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексах поляризації перешкоди  $m_2 = 0,95$ ,  $m_2 = 0,5$  и  $m_2 = 0,1$ . Дані залежності отримано при індексі поляризації сигналу і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 0^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 15^\circ$ .

На рис. 4.20 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,1$  і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 50^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 13^\circ$ .

На рис.4.21 представлені залежності ОСПШ від кута неузгодженості перешкоди  $\delta_2$  при індексі поляризації сигналу  $m_1 = 0,1$  і розі неузгодженості сигналу  $\delta_1 = 90^\circ$ . З даних графіків видно, що мінімально допустимий ОСПШ досягається за умови, що індекс поляризації перешкоди  $m_2 \geq 0,95$ , а кут неузгодженості перешкоди  $\delta_2 \leq 12^\circ$ .

Проведено аналіз пропускної здатності каналу при відношенні сигнал / шум  $h^2 = 49$  дБ (рис.4.11), що відповідає індексу поляризації  $m_1 = 0,95$  і куту неузгодженості  $\delta_1 = 0^\circ$ . Необхідно відзначити, що даний варіант є найкращим з точки зору умов ЕМС.

На рис. 4.22 представлені залежності пропускної спроможності від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2 = 0,95$ ,  $m_2 = 0,5$  і  $m_2 = 0,1$ .

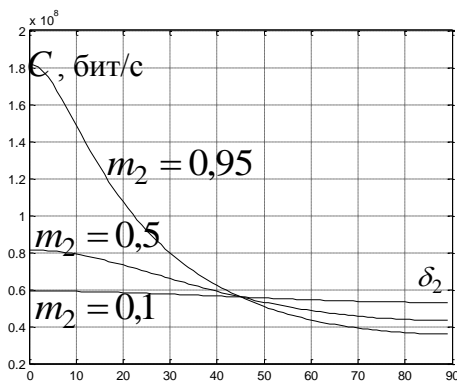


Рисунок 4.22 – Залежність пропускної здатності від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2 = 0,95$ ,  $m_2 = 0,5$  і  $m_2 = 0,1$

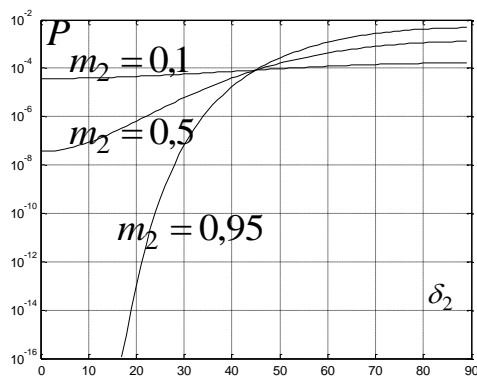


Рисунок 4.23 – Залежність ймовірності помилки від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2 = 0,95$ ,  $m_2 = 0,5$  і  $m_2 = 0,1$

Проведено аналіз ймовірності помилки при тих же умовах. На рис. 4.23 представлені залежності ймовірності помилки від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$ .

Як видно з даних графіків при невеликих кутах неузгодженості  $\delta_2$ , як пропускна здатність, так і ймовірність помилки знаходиться в межах допустимих значень.

Проведено аналіз пропускної здатності каналу при відношенні сигнал / шум  $h^2 = 34$  дБ (рис.4.11), що відповідає індексу поляризації  $m_1=0,95$  і куту неузгодженості  $\delta_1=90^\circ$ . Відзначимо, що даний варіант є гіршим з точки зору умов ЕМС. На рис. 4.26 представлені залежності пропускної спроможності від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$ .

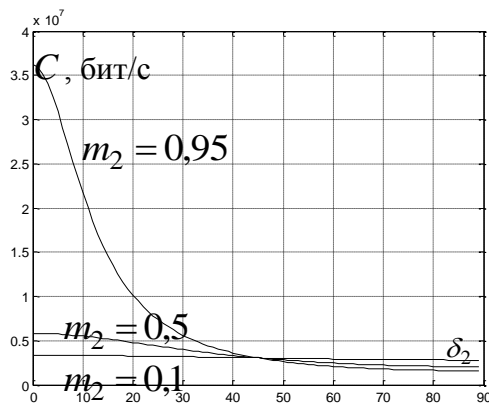


Рисунок 4.24 – Залежність пропускної здатності від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$

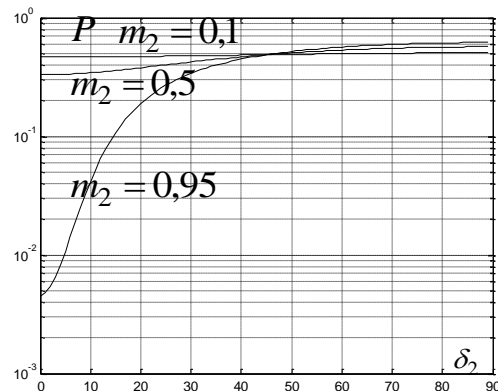


Рисунок 4.25 – Залежність пропускної здатності від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$

Проведено аналіз ймовірності помилки при тих же умовах. На рис. 4.25 представлені залежності ймовірності помилки від кута неузгодженості  $\delta_2$  при індексах поляризації  $m_2=0,95$ ,  $m_2=0,5$  і  $m_2=0,1$ .

Як видно з даних графіків навіть при невеликих кутах неузгодженості  $\delta_2$ , як пропускна здатність, так і ймовірність помилки виходять за межі допустимих значень.

Проведений аналіз електромагнітної сумісності показав, що в більшості випадків умови забезпечення ЕМС можуть порушуватися. Тому необхідна розробка заходів щодо забезпечення ЕМС даних систем.

## ВИСНОВКИ

На сьогоднішній день вимоги до якості каналів супутникового зв'язку постійно зростають та змінюються, так саме і потреба в них. Одним із етапів в цьому процесі відіграє повільний перехід операторів супутникового телебачення до стандарту DVB-S2, який може транслювати телевізійні канали високої якості [1-6]. З цим збільшується потреба у високих швидкостях передачі даних, і в збільшенні смуги частот прийомопередавачів, які перебувають на борту ШСЗ [7-12]. Однією з проблем в досягненні цих потреб є наявність порушень внутрісистемної електромагнітної сумісності. Крос-поляризаційні спотворення виступає як один із впливів на цю складову.

Здійснюване обстеження показало, що загальна смуга частот прийомопередавачів супутника становить 1753 МГц. Смуга пропускання кожного прийомопередавача на рівні 3 дБ дорівнює від 25 до 55 МГц. Різниця частот становить 19 МГц. Тому для виконання умов електромагнітної сумісності не вистачить ресурсів.

При впливі опадів у вигляді дощу було проведено натурні дослідження крос-поляризаційної структури сигналу. Розгляд даних вимірювань становить, що при впливі опадів у вигляді дощу інтенсивністю 0.0 - 30.0 мм/год рівень крос-поляризаційної вибіркості змінювався від 31.1 до 11.1 дБ. Також відношення сигнал шум змінювалося в діапазоні від 11.9 до 3.9 дБ. Аналіз показав, що зі збільшенням відносини сигнал/шум в прямому каналі збільшується і крос-поляризаційна вибіркості.

Було досліджено тестування моделей крос-поляризаційної вибіркості і загасання внаслідок дощу. Було проведено тестування, у якому взяті параметри супутників Olympus і Hot Bird 8, різних моделей таких як UTI-R, FUK і DHW. Експеримент показав, що модель FUK максимально близька до вимірювань, зробленими у Харкові. У ході аналізу результатів вимірювань був виявлений кореляційний зв'язок між крос-поляризаційної вибіркостію і загасанням.

Поліпшено метод аналізу внутрішньосистемної електромагнітної сумісності супутникової системи зв'язку, що враховує крос-поляризаційної перешкоди та втрати потужності сигналу. Цей метод аналізу допускає при проектуванні систем супутникового цифрового телебачення виробляти вибір кращих каналів, орієнтуючись на електромагнітну сумісність. Це підвищить якість зв'язку в системі супутникового цифрового телебачення.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation system for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications.
2. ETSI EN 300 421. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services.
3. ETSI EN 301 210. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and other contribution applications by satellite.
4. M.Eroz, F.-W Sun and L.-N. Lec: "DVB-S2 Low Density Parity Check Codes with near Shannon Limit Performance", International Journal on Satellite Communication Networks, 2004, 22.
5. ETSI TR 102 376 v1.1.1 (2005-02). Digital Video Broadcasting (DVB); User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).
6. ETSI EN 300 744. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.
7. Олійник В.Ф., Ліпатов А.А., Живков А.П. Перспективи використання супутникових систем сухопутного рухомого зв'язку в Україні. Матеріали НТК "Св'язь-95". - Одеса. - тисяча дев'ятсот дев'яносто п'ять.
- 8 Карвовський Г. Супутниковий зв'язок. Основні питання побудови і функціонування супутникової системи зв'язку // Світ зв'язку. - 2002. - № 1.
9. Матаєв В. Глобальний мобільний супутниковий зв'язок. Поточний стан і перспективи розвитку // Світ зв'язку.. – 2002. - № 2.
10. Альтер Л.Ш. Оцінка ефективності нормування параметрів ЕМС приймально-передавальної апаратури супутникової рухомої служби // Електрозв'язок. - 1986. - №7. - С.52-64.

11. Банкет В.Л. Огляд систем рухомого супутникового зв'язку з ретрансляторами на не геостационарних орбітах // Інформ. Кур'єр зв'язок. - 1997. - № 4. - С. 66 – 78.
12. Сундучков К.С., Негода А.А., Макаров А.А., Драновский В.І., Савченко Г.Я., Ільченко М.Є., Ліпатов А.А. Розвиток Єдиної супутникової системи передачі інформації України // Матеріали 9-ої Міжнародної Кримської мікрохвильової конференції. "СВЧ - техніка і телекомунікаційні технології". - Севастополь.: – 1999. - С. 19-24.
13. Пескин А. Е., Смирнов А. В. Цифрове телебачення. Від теорії до практики. - М.: Горяча лінія-Телеком, 2005. С. 349. ISBN 5-93517-222-4
14. Птачек М. Цифрове телебачення. Теорія і практика / Пер. з чеськ. Під ред. Л. С. Виленчик. - М.: Радіо и зв'язок, 1990. С. 528.
15. Родимов А.П. Статистична теорія поляризаційно-часової обробки сигналів в лініях зв'язку [Текст]: / А. П. Родимов, В.В. Поповський. - М.: Радіо и зв'язок, 1984. – 272с.
16. Dissanayake, A. W., Haworth, D. P., Watson, P. A. Analytical models for cross-polarisation on earth space radio paths for frequency range 9-30 GHz/ A. W. Dissanayake, D. P. Haworth, P. A. Watson // Ann. Telecommunication. — 1980. — Vol. 35, №11-12, pp 398-404.
17. Бородич С.В. ЕМС наземних і космічних радіослужб. Критерії, умови і розрахунок. – М.: Радіо и зв'язок, 1990. – 272 с.
18. Бородич С.В. Захисні відносини для сигналів, які використовуються в супутникових системах зв'язку // Праці НІІР. – М.: 1990. - № 4, С. 7-11.
19. Теорія і методи електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів / За редакцією Ю.А. Феоктістова.- М.: Радіо и зв'язок, 1988. – 216 с.
20. Абрамов В.С. Суб'єктивні методи оцінки якості передачі відео /В.С. Абрамов. // Міжнародна наукова інтернет-конференція «Інформаційне суспільство:технологічні, економічні та технічні аспекти становлення». Випуск 37. – Тернопіль.– 2019. – с. 3–5.

21. Абрамов В.С. Показники якості обслуговування в NGN / В.С. Абрамов.// Міжнародна наукова інтернет-конференція «Інформаційне суспільство:технологічні, економічні та технічні аспекти становлення». Випуск 42. – Тернопіль. – 2019. – с. 3–5.

22. Абрамов В.С. Дослідження основних характеристик стандартів цифрового телебачення / В.С. Абрамов. // Матеріали III Міжнародної науково-практичної конференції «Пріоритети сучасної науки».– Київ: МЦНід. – 2019. – с. 20–22.