

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації
Кафедра комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту інформації

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

другий (магістерський)

(рівень вищої освіти)

ПРОЄКТУВАННЯ ЛОГ-ПЕРІОДИЧНОЇ АНТЕНИ ДЛЯ
ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

(тема)

Виконав:

студент 2 курсу, групи РТм-20-1

В'юнник Роман Геннадійович

(прізвище, ініціали)

спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і повна назва спеціальності)

Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма

Радіотехніка

(повна назва спеціалізації)

Керівник доц. В. Г. Лихограй

(підпис)

(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту:

Зав. кафедри

(підпис)

проф. Антіпов І.Є.

(посада, прізвище, ініціали)

2021р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет: Інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації

Кафедра: комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту інформації

Рівень вищої освіти: другий (магістерський)

Спеціальність : 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Тип програми: освітньо-професійна
(код і повна назва)

Освітня програма: Радіотехніка
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри

(підпис)

« _____ » _____ 20 ____ р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Студентові: В`юннику Роману Геннадійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1.Тема роботи: «Проектування лог-періодичної антени для цифрового телебачення»

затверджена наказом по університету від "8" 11 2021 р. № 1690 Ст

2.Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 10.12.2020

3.Вихідні дані до роботи: спроектувати засобами CADFEKO логперіодичну дипольну антену (ЛПДА) з такими параметрами (характеристиками):

3.1 Робоча смуга частот: 450-900 МГц;

3.2. Коефіцієнт підсилення антени в робочій смузі частот: 4 – 5 дБі;

3.3. КСХН не більше 2 в робочій смузі частот;

3.4. Вхідний опір антени: $Z_0=75$ Ом;

3.5. За результатами моделювання запропонувати конструкцію антени.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:

4.1. Вступ.

4.2 Особливості прийому сигналів в стандарті DVB-T2.

4.3 Огляд антен для прийому сигналів DVB-T2.

4.4. Розрахунок характеристик ЛПДА засобами комп'ютерної математики

4.5. Результати моделювання засобами комп'ютерного моделювання (CAD) характеристик ЛПДА та розробка її конструкції.

4.6. Висновки

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

Презентація, але не менше 10 слайдів: огляд особливостей прийому сигналів в стандарті DVB-T2; огляд антен для прийому сигналів DVB-T2; результати розрахунків моделювання та експериментальні дослідження характеристик ЛПДА.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи (проекту)	Термін виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Огляд літератури	4.11.2021-18.11.2021	
2	Вибір напрямку дослідження	10.11.2021-19.11.2021	
3	Комп'ютерне моделювання антени	15.11.2021-25.11.2021	
4	Експериментальні дослідження антени	19.11.2021-30.12.2021	
5	Висновки по роботі	1.12.2021-10.12.2021	
6	Оформлення та здача роботи	1.12.2021-10.12.2021	

Дата видачі завдання _____

Студент _____ В`юнник Р.Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи) _____ Лихограй В.Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 90 с. , 36 рис, 1 додаток, 7 джерел, 8 таб

ЛОГОПЕРІОДИЧНА ДИПОЛЬНА АНТЕНА, КОЕФІЦІЄНТ ПІДСИЛЕННЯ, ДІАГРАМА НАПРАВЛЕНОСТІ, DVB-T2

Об'єкт дослідження. Процеси функціонування антен у складі систем цифрового телебачення DVB-T2.

Предмет дослідження. Лог-періодична дипольна антена у складі систем прийому цифрового телебачення DVB-T2.

Мета роботи – розробка засобами комп'ютерного моделювання логперіодичної дипольної антени у смузі частот 450 - 900МГц у складі систем прийому цифрового телебачення DVB-T2.

Наведені результати комп'ютерного моделювання логперіодичної дипольної антени усмузі частот 900 - 450 МГц засобами комп'ютерного моделювання (САДФЕКО) у складі приймальної системи цифрового телебачення DVB-T2.

Область застосування – засоби прийому цифрового телебачення DVB-T2.

ABSTRACT

Explanatory Note: 90 pp. , 36 pictures, 1 appendix, 7 references, 8 tab.

LOG-PERIODIC DIPOLE ANTENNA, GAIN, DIRECTIONAL DIAGRAM, DVB-T2

Object of study. Antenna operation processes in DVB-T2 digital television systems.

Subject of study. Log-periodic dipole antenna as a part of DVB-T2 digital television receiver system.

The purpose of the work is to develop by means of computer modeling a log-periodic dipole antenna in the 450 - 900 MHz frequency band as a part of DVB-T2 digital television receiver systems.

The results of computer simulation of a log-periodic dipole antenna in the 900-450MHz frequency band by means of computer simulation (CADFEKO) as a part of DVB-T2 digital television reception systems are presented.

The application area is means of reception of digital television DVB-T2.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ.....	8
ВСТУП	9
1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ В УКРАЇНІ.....	12
1.1. Огляд систем цифрового телебачення.....	12
1.2. Організація спільного аналогового й цифрового телевізійного мовлення з іншими РЕЗ.....	15
1.3. Концепція DVB-T.....	17
1.3.1. Попереднє оцінювання системних параметрів DVB-T.....	19
1.3.2. Загальна характеристика системи кодування та модуляції OFDM/COFDM.....	21
1.3.3. Параметри системи DVB-T.....	23
1.4. Концепція DVB-T2.....	26
1.4.1. Передумови створення DVB-T2.....	26
1.4.2. Особливості модуляції сигналів у системі DVB-T2.....	27
1.4.3. Підвищення завадостійкості в DVB-T2.....	30
1.4.3.1. Диференційована завадостійкість окремих послуг і структура кадру T2.....	30
1.4.3.2. Схеми завадостійкого кодування (FEC)	32
1.4.3.3. Перемежування в DVB-T2.....	33
1.4.3.4. Розворот модуляційного сузір'я.....	33
1.5 Порівняльний аналіз параметрів та характеристик стандартів DVB-T та DVB-T2.....	35
1.6. Особливості притйому ЦТ DVB-T2	37
Висновки до розділу 1.....	41
2. ОГЛЯД АНТЕН, ЯКІ МОЖУТЬ ВИКОРИСТОВУВАТИСЬ ДЛЯ ПРИЙМАННЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ	42
2.1 Основні параметри антен.....	42
2.2. Антени у складі систем ЦТ	47
2.3. Директорна антена Уда-Яги	48
2.4. Антени з логарифмічною періодичною структурою.....	52

	7
2.4.1. Геометрія ЛПДА.....	53
2.4.2. Розрахунок геометрії ЛПДА.....	56
Висновки по розділу 2.....	60
3. ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ ЛОГОПЕРІОДИЧНОЇ ДИПОЛЬНОЇ АНТЕНИ ЗАСОБАМИ CAD FEKO.....	61
3.1. Моделювання ЕМ структур в CAD FEKO.....	61
3.2. Моделювання ЛПДА в CAD FEKO.....	62
Висновки по розділу 3.....	71
4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЛПДА ДЛЯ ЦТ.....	72
4.1. Дослідження частотних залежностей модуля коефіцієнта відбиття і КСХН ЛПДА антени.....	72
4.2. Дослідження коефіцієнта підсилення ЛПДА антени.....	75
Висновки до розділу 4	79
ВИСНОВКИ.....	80
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	82
ДОДАТОК А Графічні матеріали.....	83

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ДН – діаграма направленості

КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі

КП – коефіцієнт підсилення

ЛПДА – логоперіодична дипольна антена

ЦТ – цифрового телебачення

ЕМ – електромагнітний

ТБ – телебачення

ТВ – телевізійний

ATSC – Advanced Television Systems Committee

DVB – Digital Video Broadcasting

DTMB – Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting

ISDB – Integrated Service Digital Broadcasting

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplex

ВСТУП

Цифрове телебачення (ЦТ) - це надскладне інформаційне середовище, що реалізує "багатоканальність, багатоваріантність доставки і мультимедійність".

Сучасні системи телевізійного мовлення розвиваються як впровадження і розвиток:

1. індивідуальних установок супутникового телевізійного мовлення;
2. ширококутових мереж кабельного телебачення, здатних надати телеглядачеві до 100 і більше ТВ-програм (волоконно-оптичні кабельні лінії);
3. наземного телебачення при реалізації багатоканальних мікрохвильових систем.

Цифрове телебачення дозволяє значно поліпшити якість зображення телевізійного контенту на екранах телевізорів, збільшити кількість каналів при тих же потужностях мовлення.

Впроваджений на початку 90-х років метод перетворення аналогових сигналів на цифрові при кращій якості зображення дав величезний імпульс до розвитку систем цифрового телебачення

Перший етап розвитку ЦТ - використання цифрової техніки в окремих частинах телевізійної системи. Найбільш важливим досягненням даного етапу було створення повністю цифрового студійного обладнання. На виході студійного обладнання цифровий сигнал перетворюється на аналоговий і передається звичайними каналами зв'язку. Інший напрямок використання цифрової техніки, характерний для першого етапу розвитку цифрового телебачення - введення цифрових блоків у телевізійні приймачі з метою підвищення якості зображення або розширення функціональних можливостей. Прикладами таких блоків можуть бути цифрові фільтри для поділу яскравих і кольорорізнісних сигналів, для зменшення впливу шумів на зображення і для придушення ехо-сигналів. Широко відомі також пристрої для реалізації функцій "стоп-кадр" і "кадр у кадрі", декодування та відтворення на екрані додаткової інформації, що передається за системою "Телетекст" тощо.

Другий етап розвитку ЦТ - створення гібридних аналогово-цифрових телевізійних систем з параметрами, що відрізняються від прийнятих у звичайних стандартах телебачення. Можна виділити два основних напрямки змін телевізійного стандарту: перехід від одночасної передачі яскравого та

кольорового сигналу до послідовної передачі та збільшення числа рядків у кадрі та елементів зображення у рядку.

Третій етап розвитку ЦТ - створення повністю цифрових телевізійних систем. Перші пропозиції щодо повністю цифрових систем телебачення з'явилися на початку 90-х років. В основі цих проектів лежали досягнення в методах і техніці ефективного кодування та стисненні зображень. Результати таких досліджень, проведених з 1990 року по 2007 рік, знайшли відображення в декількох стандартах. Для стиснення нерухомих зображень широко використовується стандарт JPEG. Методи стиснення рухомих зображень і сигналів звукового супроводу описані в стандартах MPEG-1 і MPEG-2. При цьому в першу чергу вирішується завдання значного збільшення кількості переданих програм телебачення звичайного розширення, так як це дає швидкий комерційний ефект. Цифровий телевізійний сигнал виходить з аналогового телевізійного сигналу шляхом перетворення його в цифрову форму.

Останнім часом загальною тенденцією розвитку телебачення в Україні є поступова заміна аналогового телебачення на цифрове. Цифрове телебачення (ЦТ) - це надскладне інформаційне середовище, що реалізує "багатоканальність, багатоваріантність доставки і мультимедійність". У сучасному світі потреба людства в якісному телебаченні потребує швидкого розвитку безпроводних технологій та ефективних рішень щодо їх використання. Це стосується удосконалення і оновлення матеріально-технічної бази цифрового телевізійного обладнання як на передавальній, так і на приймальній стороні при створенні ТВ контенту високої роздільної здатності (HDTV), розширенні зони покриття сигналів HDTV і т.д. В цьому контексті розгляд умов покращення роботи приймального обладнання стандарту ЦТ DVB-T2, впровадженого в Україні, є актуальним і потребує розгляду.

Мета роботи – розробка логіперіодичної дипольної антени у смузі частот 900-450 МГц для роботи у складі приймального обладнання ЦТ DVB-T2.

Зміст задач поставлених у магістерській роботі:

1. Аналіз стандартів телебачення.
2. Огляд антенних систем для прийому сигналів DVB-T2
3. Розрахунок та моделювання засобами FEKO логіперіодичної антени.
4. Дослідження характеристик макета ЛПДА.

Об'єкт дослідження. Процеси функціонування логоперіодичноц антен у складі прийомного обладнання DVB-T2

Предмет дослідження. Логоперіодична дипольна антена для прийому сигналів цифрового телебачення.

Методи дослідження. Розрахунковий та моделювання засобами САД ФЕКО ЛПДА для прийому сигналів DVB-T2, експериментальні дослідження характеристик ЛПДА.

Наукова новизна роботи:

1. Проведено моделювання засобами САД ФЕКО широкосмугової ЛПДА для прийому сигналів DVB-T2 у смузі частот 450-900 МГц , що демонструє добре узгодження з результатами експериментальних вимірювань КСХН та КП антени.

Положення, які виносяться на захист:

- 1.Огляд сучасних антенних систем та у складі DVB-T2.
- 2.Результати моделювання характеристик антени моніторингу засобами ФЕКО.
- 3.Результати експериментальних досліджень характеристик макету ЛПДА для прийому сигналів DVB-T2.

Саме тому тема магістерської роботи присвячена проектуванню антени, для прийому сигналів DVB-T2 у віддалених точках прийому є актуальною .

1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ В УКРАЇНІ

1.1. Огляд систем цифрового телебачення

Сьогодні у світі впроваджено такі системи цифрового телебачення (ЦТ) [1]:

- DVB (Digital Video Broadcasting, 1993-1995),
- ATSC (Advanced Television Systems Committee, 1993),
- ISDB (Integrated Service Digital Broadcasting, 1995),
- DTMB (Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting, 2006).

ATSC – це американський стандарт; (Advanced Television Systems Committee), DVB – європейський; ISDB – японський та DTMB – китайський.

Усі ці системи ЦТ мають кілька модифікацій:

- S (Sattelite) для поширення сигналу засобами супутникових систем зв'язку,
- C (Cable) для поширення сигналу засобами кабельних розподільних мереж,
- T (Terrestrial) для поширення сигналу засобами ефірного наземного мовлення.

Окремий сегмент складають системи для передавання телевізійних сигналів на рухомі об'єкти. Такі системи називають цифровими системами мобільного телебачення.

Перехід до систем ЦТ обумовлений такими причинами:

1.) Цифровий формат дозволяє збільшити обсяг інформації, яку можна передати у стандартному каналі аналогового телебачення (Європа – 8 МГц, США, Японія – 6 МГц). Як наслідок, у цих каналах можливо передавати програми у форматі телебачення високої чіткості (ТВЧ).

2.) Перехід на цифрове телевізійне мовлення створює підґрунтя для введення додаткових послуг, у тому числі інтерактивних.

3.) Цифровий сигнал є більш стійким до впливу електромагнітних завад різного походження і його застосування забезпечує однаково високу якість відтворених зображення та звуку в усій зоні покриття передавачів.

4.) Для надійного передавання сигналів цифрового телебачення у межах певної зони обслуговування необхідно використовувати значно меншу потужність передавачів у порівнянні з системами аналогового телебачення.

5.) Сигнали ЦТ мають шумоподібну структуру і їхній частотний спектр має рівномірний розподіл енергії в межах виділеної смуги радіочастот, що обумовлює низький рівень завад для інших телекомунікаційних систем.

У системах ЦТ застосовано технологію модуляції та кодування COFDM, що відрізняється від OFDM введенням у процес передавання інформаційного цифрового ТВ потоку ще однієї додаткової процедури завадостійкого каналного кодування. Це додатково дає можливість надійного приймання телевізійних сигналів на портативні й мобільні антени, а також дозволяє створювати одночастотні мережі на значних територіях.

Суттєвою складовою глобального підходу стала запропонована стратегія впровадження цифрових систем ТВ зі збереженням існуючих наземних та супутникових каналів. Першими почали регулярно ефірне цифрове мовлення Великобританія й США. Пізніше до них приєдналися Швеція й Іспанія.

Системи ATSC, DVB-T і ISDB-T в основному розрізнялися на рівні підсистеми адаптації до каналу радіомовлення, головним чином застосованими методами модуляції, а також алгоритмами кодування звукового сигналу. Смуги і діапазони частот радіоканалу в базових варіантах систем збігалися з прийнятими для аналогового мовлення в країнах-розробників.

Розглянемо коротко основні особливості системи DVB.

Європейську систему DVB-T було розроблено з властивостями, що забезпечують істотну гнучкість, яку досягнуто за рахунок можливості широкого набору параметрів, для забезпечення фіксованого та мобільного приймання, а також побудову одночастотних мереж.

Японські спеціалісти брали участь у розробленні системи DVB-T, тому ISDB-T близька за технічними рішеннями до системи DVB-T, але за необхідності може забезпечити розширені можливості мультимедійних служб та з використання радіоспектру кількома сегментованими частотними смугами, для кожної з яких можна встановлювати свій тип модуляції і коригувального кодування.

Були мінімізовані відмінності систем щодо функціональних особливостей і здійснено їх гармонізацію стосовно кодування відеосигналів, транспортного рівня тощо. Роботи із залученням багатьох фірм-виробників дозволили на підґрунті гармонізованого набору функціональних засобів

вирішити важливе питання щодо можливості створення єдиного інтегрованого декодера.

У 2011 році система DVB-T була доповнена новою специфікацією (система В) покоління DVB-T2. DVB-T2 є другим поколінням стандарту DVB-T і дозволяє збільшити пропускну здатність мереж наземного ЦТ на 30 - 50% у порівнянні з DVB-T за тієї ж інфраструктури мережі й частотних ресурсах. Система DVB-T2 технологічно несумісна з DVB-T. В ній застосовано стандарт стиснення зображення MPEG-4 AVC, модуляція OFDM з великим числом носійних. У DVB-T2 передбачено можливість організації ТВ мовлення із застосуванням каналів зі смугами пропускання 1.7 (мобільне телебачення), 5, 6, 7, 8 і 10 МГц зі швидкістю до 50 Мбіт/с.

У системі DVB-T2 передбачено також можливість передавання кількох незалежних транспортних потоків одночасно. Для цього частотну смугу радіо каналу розділяють на окремі більш вузькі частотні смуги (підканали) для кожного потоку. Для корекції помилок в каналі використовують таке ж кодування, яке було обрано для DVB-S2, в тому числі, кодування з малою щільністю перевірки на парність (LDPC) і код Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (BCH). Приймання сигналів може бути здійснено на колективну, індивідуальну або кімнатну антену, підключену до телевізора з вбудованим декодером DVB-T2 або до приймача-приставки STB.

Стандарт DVB-T2 використовують для передавання мультиплексів (потік цифрових даних, що несуть один або кілька ТВ каналів в межах одного радіоканалу).

Обидва стандарти DVB-T і DVB-T2 використовують передачу бітів від одного або декількох наземних передавачів до багатьох приймачів, обидва є стандартами мовлення, розроблені таким чином, щоб мати можливість передавати цифрове телебачення в прямому ефірі. Структурна схема цифрового телебачення DVB-T і DVB-T2 зображена на рис. 1.1.

У національних частотних планах, розроблених на період переходу від аналогового мовлення до цифрового, цифрові канали найчастіше доводиться розміщувати між аналоговими. Саме в такий спосіб організовано частотну сітку Великобританії. Цифрове мовлення в порівнянні з аналоговим потребує набагато менших передавальних потужностей. Для покриття тієї ж зони потрібен цифровий передавач на 20 дБ (в 100 разів) менш потужний порівняно з аналоговим. Крім того, під час запуску цифрового мовлення у Великобританії, основну увагу приділяли тому, щоб цифрові канали не

створювали інтерференції в спектрі аналогових каналів.

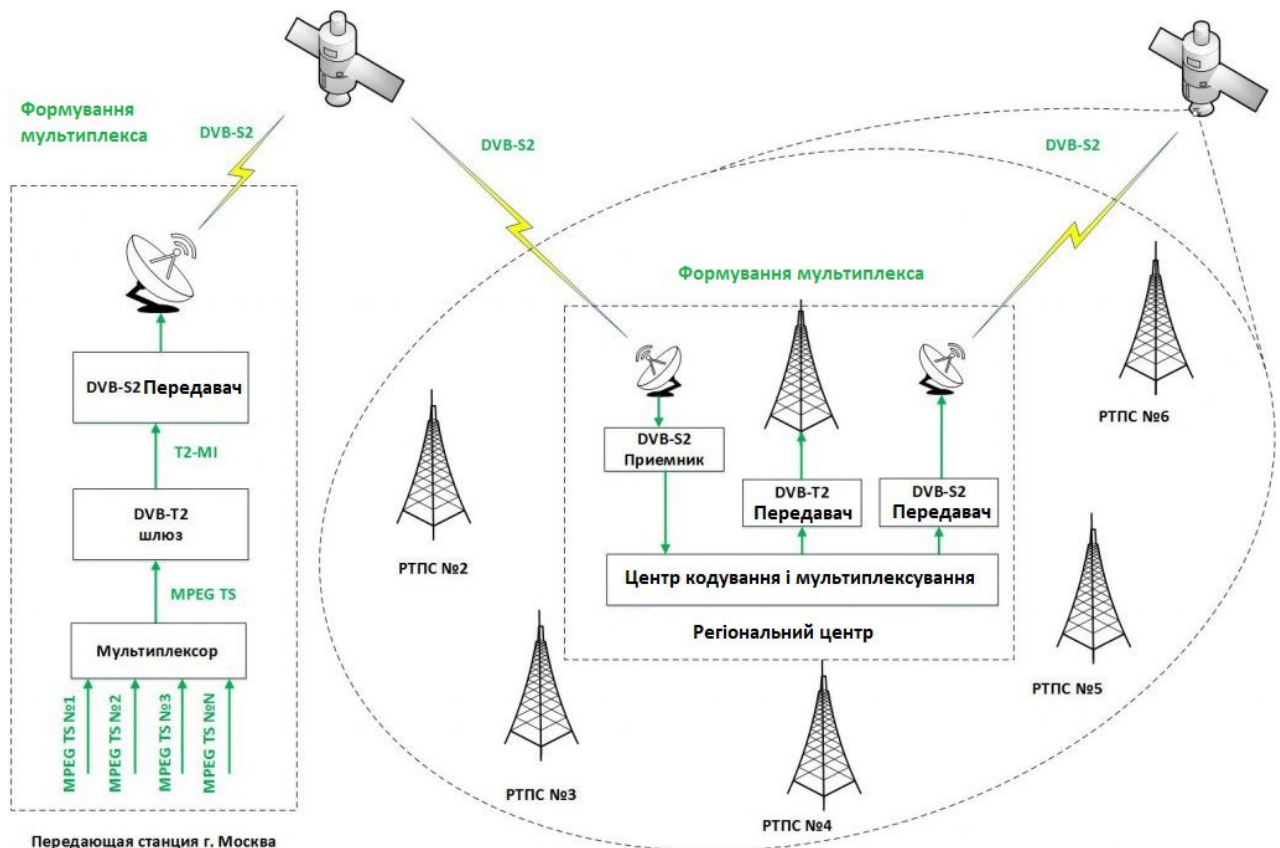


Рисунок 1.1 – Структурна схема цифрового телебачення DVB

У результаті, цифрові передавачі здійснюють радіомовлення з потужністю на 20–70 дБ нижче, ніж аналогові. Величезне перевищення рівня аналогових сигналів над цифровими призводить до виведення антенних підсилювачів з лінійного режиму й появи потужних гармонік аналогових сигналів у спектрі цифрових. Для вирішення цієї проблеми у Великобританії створено спеціальну програму енергетичного узгодження цифрових і аналогових передавачів.

1.2. Організація спільного аналогового й цифрового телевізійного мовлення з іншими РЕЗ

Певною проблемою для більшості країн є пошук частотного ресурсу. На першому етапі в багатьох країнах ця проблема була пов'язана з заповненням частотного ресурсу аналоговими радіоканалами.

Цифровому ефірному телебаченню доведеться конкурувати за місце в ефірі з іншими радіочастотними службами, у першу чергу з системами

мобільного зв'язку UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) та LTE, 5G.

Вже було розглянуто питання про виділення смуг для розширення послуг мобільної телефонії в ефірному спектрі (47–862 МГц) для реалізації проекту ІМТ–2000. Зрештою, було вирішено надати мобільній телефонії можливість розширюватись в діапазоні 2.5–2.68 ГГц. Проте ясно, що у процесі подальшого розвитку мобільного зв'язку найбільш ймовірним є скорочення частотного ресурсу саме для служби ефірного ТБ.

У цьому сенсі показовою є ситуація в США, які випереджають Європу в розвитку телекомунікаційних служб. Там, після затвердження частотної сітки цифрового ефірного ТБ, для служб мобільної телефонії було звільнено більшу частину смуги 700–800 МГц.

За прогнозами експертів мобільного зв'язку нова мережа 5 G повинна витіснити багато інших телекомунікаційних систем, у тому числі й ефірні мережі ЦТ. Однак ці прогнози поки не є дуже реалістичними.

Проте службам ефірного телебачення буде необхідно постійно доводити Міжнародному Союзу Електрозв'язку, що вони гідні виділеного їм місця під сонцем.

Одним з важливих чинників, що враховують під час визначення права служб на дефіцитний частотний ресурс, є ефективність використання спектра. Критерії оцінки такої ефективності неоднозначні. Якщо оцінювати кількість біт, які можна передати в смузі 1 Гц на площі 1 кв. км, то спектр у ТВ мережах використовується зараз дуже неефективно. За розрахунками, мережі GSM за цим критерієм уже сьогодні перевершують ефірні мережі ЦТ в 470 разів.

Однак таке порівняння не можна вважати коректним. Мережі мобільної телефонії забезпечують з'єднання між двома абонентами, у той час як через ТВ канал футбольний матч дивляться одночасно мільйони людей. Очевидно, що у разі трансляції програм з мільйонною аудиторією спектр використовується дуже ефективно.

З іншого боку, останнім часом стали з'являтися численні канали, розраховані на вузьке коло глядачів. Це переважно регіональні спеціалізовані канали, наприклад географічні. Для них типово багаторазове повторення тих самих найцікавіших передач, тобто робота в режимі ТБ по замовленню, (NVOD - Near Video On Demand).

Із сукупності цих міркувань, максимально ефективно спектр

використовувався б у разі сполучення традиційного всеспрямованого телевізійного мовлення на більші площі зі стільниковим секторним передаванням, що створює умови для багаторазового використання спектра.

1.3. Концепція DVB-T

Концепцію DVB-T визначено європейським стандартом EN 300 744 (Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for terrestrial television). Вже із самої назви стандарту зрозуміло, що в ньому міститься опис процесу передавання сигналів цифрового телебачення через радіоканал наземного телебачення.

Стандарт містить детальну інформацію необхідну для розуміння принципів функціонування та технічного забезпечення системи цифрового телевізійного мовлення DVB-T.

Процес формування сигналу цифрового телевізійного мовлення складається з двох частин:

- формування транспортного потоку за стандартом MPEG-2;
- формування сигналів COFDM і перенесення їх в частотну смугу від повідного телевізійного каналу.

Засобами системи передають дані, що є інформацією про зображення, звуковий супровід, а також будь-які додаткові службові сигнали та дані. Умовою для передавання зазначеної інформації у системі DVB-T є тільки кодування цієї інформації у вигляді пакетів транспортного потоку MPEG-2. У цьому сенсі стандарт описує контейнер, призначений для передавання пакетних даних засобами наземного ЦТ.

Для системи DVB-T ні зміст контейнера, ні походження даних не мають значення, вона лише пристосовує вхідні дані транспортного мультимплексора MPEG-2 до властивостей і характеристик каналу наземного телевізійного мовлення, і забезпечує найбільш ефективно їх передавання до приймача. Тобто, стандарт визначає структуру потоку даних, систему канального кодування і модуляції для мультипрограмних служб наземного ЦТ, що забезпечують передавання зображень у форматах обмеженої, стандартної, підвищеної та високої чіткості.

Для забезпечення сумісності пристроїв різних виробників у стандарті DVB-T визначено параметри цифрового модульованого радіосигналу і

наведено опис процесу перетворення даних і сигналів передавальною частиною системи цифрового наземного телевізійного мовлення. Структурна схема перетворення цифрового сигнального потоку телевізійної програми у передавальному обладнанні системи DVB-T наведено на рис.1.2.

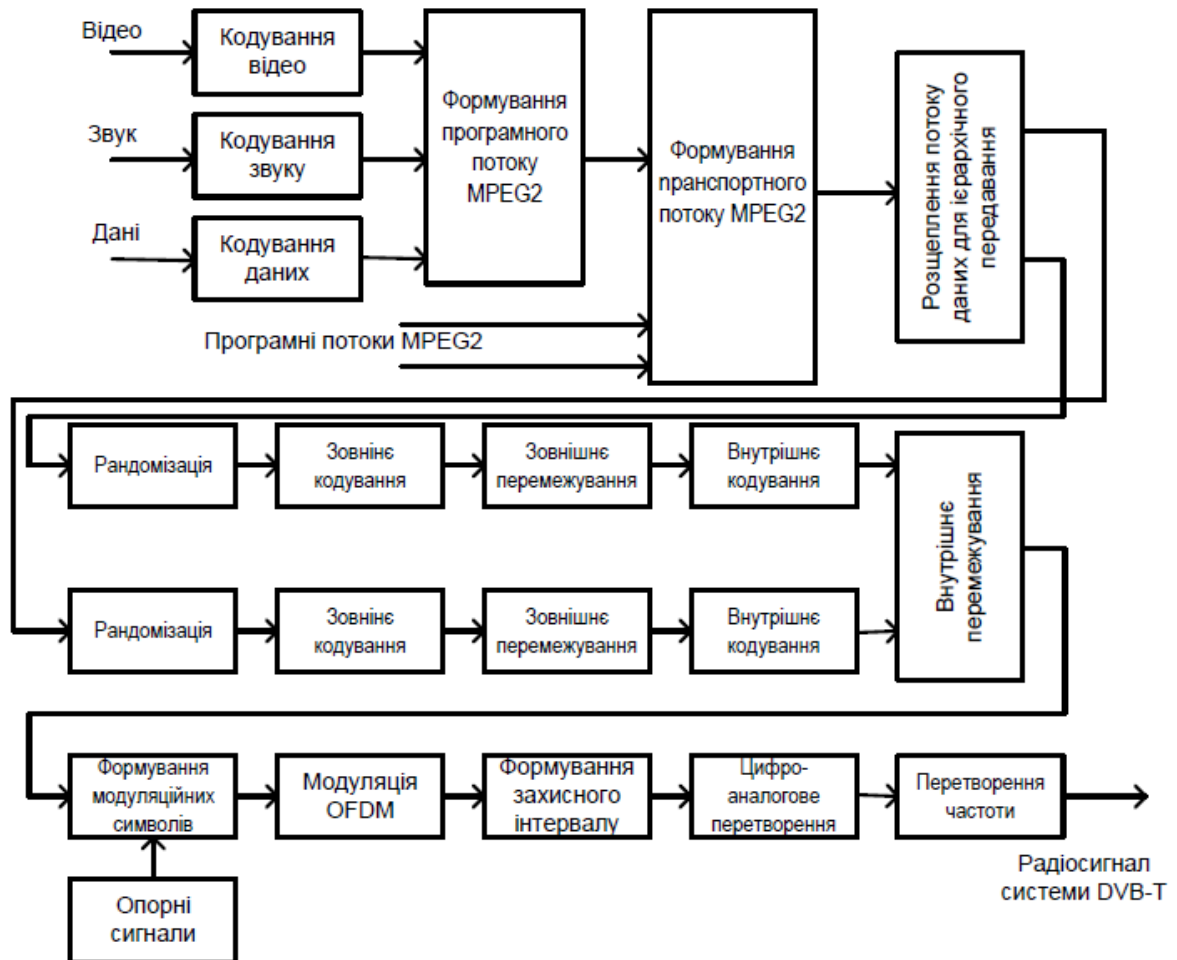


Рисунок 1.2 – Схема перетворення сигнального потоку в передавальному обладнанні DVB-T

Особливістю DVB-T, як контейнера для передавання транспортних пакетів MPEG-2, є гармонійне поєднання системи каналного кодування і сигналоформування з ущільненням на основі ортогональних носійних (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplex). Оброблення сигналів у телевізійних приймачах DVB-T не регламентовано стандартом. Це не передбачає жорсткої регламентації щодо побудови приймача. Відсутність чіткої стандартизації телевізійних приймачів загострює конкуренцію і стимулює зусилля виробників по створенню якісних і дешевих апаратів. Схема приймача DVB-T наведена на рис. 1.3.

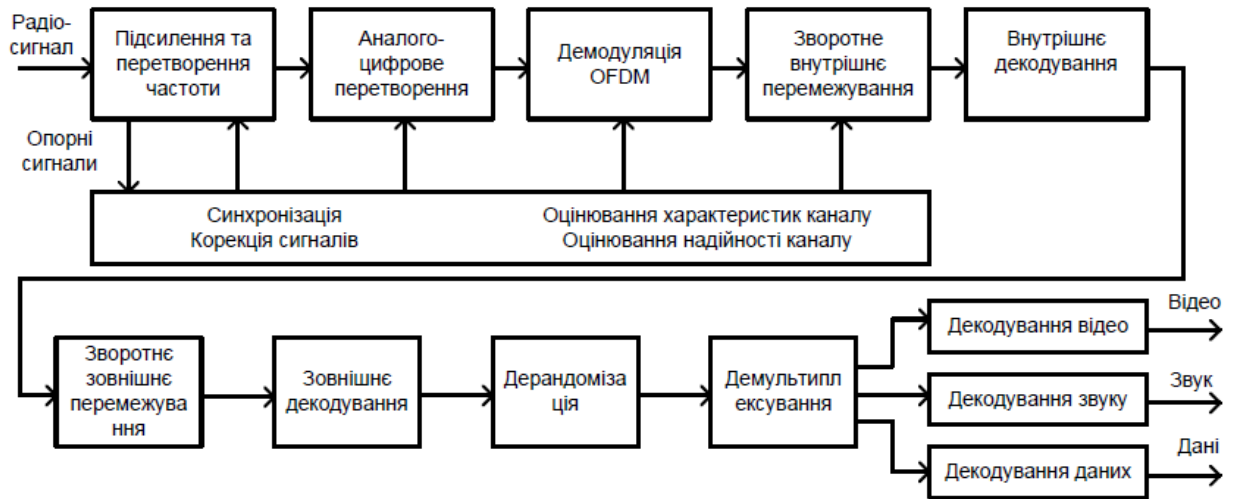


Рисунок 1.3 – Схема обробки сигналів і даних у приймачі DVB-T

1.3.1. Попереднє оцінювання системних параметрів DVB-T

Вибір параметрів системи OFDM пов'язаний із забезпеченням роботи в **одно частотних (single frequency – SF) мережах ТВ мовлення**, а також з можливістю використання ретрансляторів в зоні охоплення телевізійним мовленням.

Одно частотні мережі **ТВ мовлення** – телевізійна (або радіомовна) мережа, що складається з передавачів, розташованих на відстані у кілька десятків кілометрів, які одночасно узгоджено передають той самий контент в одному частотному каналі. Усі передавачі разом забезпечують спільну зону покриття, в якій усі абоненти можуть приймати сигнали однакових програм в однакових частотних каналах.

Одночастотні мережі на початковому етапі розвитку ЦТ знайшли застосування через необхідність співіснування з аналоговими передавачами і обмеженнями у частотному розподілі каналів. Крім того, в деяких країнах взагалі не планувалось використовувати одночастотні мережі. Отже, система мовлення має допускати найбільш ефективне використання частотного діапазону в рамках вже існуючих сіток частот та мереж передавачів.

Величина захисного інтервалу для системи модуляції сигналу ЦТ залежить від відстані між передавачами в одночастотних мережах мовлення або від затримки відбитого сигналу в мережах телевізійного мовлення з традиційним розподілом частотних каналів. Чим більший час затримки, тим більше має бути тривалість захисного інтервалу. З іншого боку, для

забезпечення максимальної швидкості переданого потоку даних захисний інтервал має бути якомога коротшим. На підставі аналітичних та практичних досліджень дійшли висновку, що для забезпечення необхідної пропускну здатності системи необхідно, щоб величина захисного інтервалу не перевищувала четвертої частини від величини корисного інтервалу. Дослідження показали, що при побудові одночастотних мереж з використанням наявних передавачів, абсолютна величина захисного інтервалу має бути ≈ 250 мкс. Це дозволить створювати великі одночастотні мережі регіонального рівня.

Якщо захисний інтервал в 250 мкс становить четверту частину корисного інтервалу, тоді тривалість самого корисного інтервалу має бути 1 мс. Величина кроку частот носійних пов'язана з шириною основної пелюстки спектру одного модульованого носійного коливання і визначається величиною, оберненою до тривалості корисного інтервалу, тому відстань між сусідніми носійними OFDM сигналу становить приблизно 1 кГц. У разі ширини смуги частот каналу 8 МГц і кроці 1 кГц число носійних може бути ≈ 8000 .

Зробимо оцінку вимог щодо модуляції кожної носійної OFDM сигналу у разі застосування визначеної вище кількості носійних частот. Для забезпечення ТВ зображення звичайної чіткості стандартної якості необхідне передавання цифрового потоку з кодуванням в системі MPEG-2 зі швидкістю 5...10 Мбіт/с; для телебачення високої чіткості (ТВЧ) швидкість потоку даних повинна бути 20 Мбіт/с (на практиці 10...12 Мбіт/с). Для ТВЧ за 1 мс необхідно передавати 20 кбіт даних, що становить менше 3 бітів на одну носійну за час одного символу OFDM. Передавання такого цифрового потоку може бути реалізовано за використання 8-ми позиційної модуляції для кожної носійної при забезпеченні досить високого рівня заводозахищеності.

Виникає питання, а яким способом можна одночасно реалізувати багаторівневу модуляцію кількох тисяч носійних, що передбачено системою OFDM?

Застосування 8000 синтезаторів носійних коливань і модуляторів зробило б таку систему передавання дуже громіздкою і дорогою. Дійсно, традиційними способами OFDM для потреб телебачення реалізувати не доцільно. OFDM вдалося доволі просто реалізувати на практиці (хоча самі процедури реалізації є доволі складними, як для розуміння так і для втілення) завдяки тому, що теоретичний (формульний) опис OFDM сигналу співпадає з

описом оберненого перетворення Фур'є. Для демодуляції OFDM сигналу необхідно виконати пряме перетворення Фур'є прийнятого відеосигналу. Слід нагадати, що відеосигналом у радіотехніці є безпосередньо інформаційний сигнал – сигнал без модуляції, незалежно від його походження. Це може бути сигнал зображення, звуковий сигнал або сигнал від будь-якого аналізатора чи датчика.

Отже, існування добре відпрацьованих швидких алгоритмів перетворення Фур'є і промисловий випуск інтегральних схем сигнальних процесорів забезпечили практичну реалізацію технології OFDM.

Розмір масиву даних, для якого найбільш ефективно застосувати алгоритми швидкого перетворення Фур'є повинен бути кратним числу 2^k , де k є цілим числом. Наприклад, для реалізації Фур'є перетворення можна використовувати масиви розміром $N = 2^{13} = 8192$ ($8k$) або $N = 2^{11} = 2048$ ($2k$), де $k = 1024$.

На практиці для передавання корисної та службової інформації використовуються не всі носійні частоти, оскільки треба забезпечити певні захисні частотні проміжки між суміжними ТВ каналами. У двох запропонованих на тепер режимах використовують 6817 і 1705 носійних, але за розмірністю масиву для швидкого перетворення Фур'є системи модуляції називаються відповідно $8k$ OFDM і $2k$ OFDM. Для тих частот масиву, які не використовуються для передавання корисної інформації (частоти на краях робочої смуги частот) під час оберненого перетворення Фур'є застосовуються коефіцієнти, що дорівнюють нулю.

1.3.2. Загальна характеристика системи кодування та модуляції OFDM/COFDM

Систему DVB-T розроблено для цифрового мовлення з урахуванням її одночасного використання з системами аналогового телевізійного мовлення. Тому, технічні рішення, реалізовані в системі, забезпечують захист від шумових завад сусіднього та суміщеного каналів, обумовлених передавачами PAL/SECAM. Оскільки мова йде про наземне мовлення, то слід було забезпечити максимальну ефективність використання частотного діапазону. У системі передбачено можливість оптимального поєднання одиночних передавачів, багаточастотних і одночастотних телевізійних мереж.

Одним із чинників, що негативно впливає на якість приймання

аналогових ТВ сигналів, є багатоприменеве поширення ЕМ хвиль від передавача до приймальної антени абонентського пристрою. Для його подолання у системі DVB-T застосована технологія багато частотної модуляції з ущільненням на основі ортогональних підканалів (OFDM).

Характерною ознакою OFDM порівняно з видами модуляції з однією носійною є одночасне використанням великої кількості носійних. Причому ці носійні частоти є ортогональними, що робить можливим їх демодуляцію навіть за умови часткового перекриття смуг окремих носійних. Багатоприменеве поширення радіосигналу в точці приймання (досить типове для наземного телебачення) призводить до ослаблення і навіть повного придушення деяких носійних частот у складі OFDM сигналу, внаслідок накладання (інтерференції) прямого і затриманого сигналів. Збереження корисної інформації для такого випадку забезпечено застосуванням завадозахищеного кодування, що дає можливість виявити та виправити помилки в каналі передавання даних.

Застосування будь-якої однієї системи кодування не забезпечує надійного захисту інформації від руйнування під час розповсюдження каналами наземного ТВ, для яких характерним є прояв шумів різного походження, завад і спотворень внаслідок неідеальності частотної характеристики каналу, що призводять до виникнення помилок з різними статистичними властивостями. За таких умов необхідно застосовувати більш складний алгоритм захисту від помилок.

У системі DVB-T застосовано поєднання двох видів кодування – **зовнішнього і внутрішнього**, розрахованих на боротьбу з помилками різної структури, частоти і статистичних властивостей. Ці способи кодування забезпечують у разі спільного застосування практично безпомилкову роботу (такий підхід типовий і, наприклад, використовується для цифрового відеозапису). Якщо завдяки системі **внутрішнього кодування** частота помилок на виході **внутрішнього декодера** не перевищує величини $2 \cdot 10^{-4}$, тоді як система зовнішнього кодування доводить частоту помилок на вході демультимплексора MPEG-2 до значення 10^{-11} , що відповідає практично безпомилковій роботі (помилка з'являється приблизно один раз протягом години).

Додаткове кодування сигналу порівняно з системою OFDM обумовило нову назву – **кодоване ущільнення на основі ортогональних носійних** (COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). Кодування

COFDM пов'язане з обов'язковим введенням в потік даних деякої надмірності, хоча із зменшенням швидкості передавання корисних даних, тому нарощування потужності кодування за рахунок збільшення обсягу перевірюваних даних не завжди відповідає вимогам практики. Для збільшення ефективності кодування, без зниження швидкості коду, застосовують **перемежування даних**. Кодування дозволяє виявляти і виправляти помилки, а перемежування збільшує ефективність кодування, оскільки забезпечує розділення пакетних помилок на дрібні фрагменти, які надійно відновлює система кодування.

Крім сигналоформування і модуляції OFDM, в DVB-T передбачено можливість **ієрархічного передавання та приймання цифрових сигнальних потоків**.

Ідея ієрархічного передавання полягає в тому, що модульований OFDM сигнал містить два потоки, що передаються з різними параметрами модуляції – з підвищеною та зі зменшеною завадостійкістю. Менш швидкісний потік може забезпечити передавання телевізійних програм на рухомі та переносні приймачі, а також приймачі, що знаходяться в зоні дії значних електромагнітних (ЕМ) завад. Потік з меншою завадостійкістю можна використовувати для додаткового передавання кількох телевізійних програм у форматі звичайної чіткості або у форматі ТВЧ на стаціонарні телевізійні приймачі.

Для забезпечення режиму ієрархічного передавання, дані на виході мультиплексора транспортного потоку розщеплюються на два незалежних транспортних потоки MPEG-2 (рис. 1.2), яким надають різні ступені пріоритету. Кожен із цих потоків є окремим програмним потоком.

Кодування обох потоків здійснюється окремо, а потім обидва кодованих потоки об'єднуються на завершальному етапі модуляції OFDM.

1.3.3. Параметри системи DVB-T

Основні параметри, що характеризують передавання даних у системі DVB-T, наведено у табл. 1.1 (числа, наведені курсивом, є приблизними величинами). Кількість носійних, що передають корисну інформацію, залежить тільки від режиму і дорівнює 1512 для режиму 2k та 6048 – для режиму 8k. Число "корисних" носійних в обох режимах відрізняється рівно в чотири рази. Якщо врахувати, що і тривалість корисного інтервалу у разі

переходу від режиму до режиму також змінюється в чотири рази, то такий важливий параметр, як частота проходження символів даних RS , виявляється в двох режимах однаковою і дорівнює 6,75 мільйонам символів в секунду ($RS = 1512 / 224 \text{ мкс} = 6048 / 896 \text{ мкс} = 6,75 \text{ МГц} = 6,75 \text{ Мегасивол /с}$).

Таблиця 1.1 – Основні параметри системи DVB-T

Параметр	Режим	
	8k	2k
Число носійних коливань в символі OFDM	6817	1705
Тривалість корисного інтервалу T_u , мкс	896	224
Тривалість захисного інтервалу T_g , мкс	224, 112, 56, 28	56, 28, 14, 7
Інтервал між носійними частотами, Гц	1116	4464
Інтервал між крайніми частотами, МГц	7,61	7,61
Різновид модуляції носійних частот	QPSK, QAM16, QAM64	QPSK, QAM16, QAM64
Швидкість внутрішнього коду	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8

Величину RS можна використати для розрахунку швидкості передавання даних у різних режимах і за різних комбінацій параметрів системи DVB-T: $RSU = RS \cdot b \cdot CRI \cdot CRRS \cdot (T_U / T_S)$ (де b – кількість бітів, переданих в одному символі за допомогою однієї носійної, CRI – швидкість внутрішнього згорткового коду; $CRRS$ – швидкість зовнішнього коду Ріда-Соломона, що дорівнює $188/204$; (T_U/T_S) – відношення тривалості корисного інтервалу до загальної тривалості символу. Результати такого підрахунку швидкості передавання корисних даних наведено в табл. 2.

У табл. 1.2 наведено також розрахункові значення відношення сигнал/шум для радіочастотного сигналу (C/N) на вході приймача для каналу зв'язку з гаусовим шумом за ієрархічного передавання (у разі інших характеристик шуму каналу необхідні для приймання значення C/N будуть іншими). Цей показник є пороговим. Якщо відношення сигнал/шум вище наведеної в таблиці величини, тоді внутрішній декодер здатний довести частоту помилок до величини, меншу за $2 \cdot 10^{-4}$, а зовнішній – до 10^{-11} . За таких показників на вході демультимплексора MPEG-2 в приймачі буде виникати одна не скоригована помилка за годину роботи.

Таблиця 1.2 – Швидкість передавання даних системою DVB-T

Модуляція	CR1	C/N, дБ (гаусів канал)	Швидкість передавання даних, Мбіт/с			
			$T_g/T_u=1/4$	$T_g/T_u=1/8$	$T_g/T_u=1/16$	$T_g/T_u=1/32$
QPSK	1/2	3,1	4,98	5,53	5,85	6,03
QPSK	2/3	4,9	6,64	7,37	7,81	8,04
QPSK	3/4	5,9	7,46	8,29	8,78	9,05
QPSK	5/6	6,9	8,29	9,22	9,76	10,05
QPSK	7/8	7,7	8,71	9,68	10,25	10,56
QAM16	1/2	8,8	9,95	11,06	11,71	12,06
QAM16	2/3	11,1	13,27	14,75	15,61	16,09
QAM16	3/4	12,5	14,93	16,59	17,56	18,10
QAM16	5/6	13,5	16,59	18,43	19,52	20,11
QAM16	7/8	13,9	17,42	19,35	20,49	21,11
QAM64	1/2	14,4	19,91	22,12	23,42	24,13
QAM64	2/3	16,5	19,91	22,12	23,42	24,13
QAM64	3/4	18,0	22,39	24,88	26,35	27,14
QAM64	5/6	19,3	24,88	27,65	29,27	30,16
QAM64	7/8	20,1	26,13	29,03	30,74	31,67

Як видно з табл. 1.2, в системі DVB-T швидкість передавання корисних даних може бути змінено в значних межах: від 4,98 до 31,67 Мбіт/с (це перекриває весь діапазон потреб, як телебачення обмеженої чіткості, так і телебаченням високої чіткості).

Найменше значення швидкості 4,98 Мбіт/с, що має місце у разі модуляції носійних способом QPSK і швидкості внутрішнього коду 1/2, забезпечує найвищу завадозахищеність системи передавання телевізійного сигналу. Для практично безпомилкової роботи достатньо відношення сигнал/шум у гаусовому каналі всього 3,1 дБ. Але для досягнення швидкості 31,67 Мбіт/с (модуляція носійних QAM64 і швидкість внутрішнього коду 7/8) має бути забезпечено відношення сигнал/шум не менше 20,1 дБ.

Інформацію наведену в табл. 1.2 можна використовувати також для визначення швидкості передавання даних в режимі ієрархічної модуляції. Швидкість для потоку з вищим пріоритетом відповідає модуляції носійних способом QPSK. У разі модуляції носійних QAM16 швидкість передавання даних для потоку з нижчим пріоритетом знаходиться в клітинках таблиці, де наведено дані для QPSK, а у разі модуляції QAM64 – для QAM16.

Таким чином, система DVB-T надзвичайно гнучка, що підтверджується табл. 1.1 і 1.2. Маючи широкий спектр засобів, система

DVB-T здатна з високою надійністю передавати цифрові дані, що несуть інформацію про сигнал телебачення.

1.4. Концепція DVB-T2

1.4.1. Передумови створення DVB-T2

У лютому 2006 року в рамках консорціуму DVB був створений дослідницький комітет (Study Mission), який повинен був оцінити потенціал різних технологій. А вже через півроку DVB консорціум почав розробляти стандарт DVB-T2.

Консорціум DVB визначив набір комерційних вимог щодо DVB-T2, це:

- можливість приймання сигналу ЦТ на існуючі домашні антени;
- орієнтація прийому на фіксовані та портативні антени;
- відсутність змін інфраструктури передавальної системи (ця вимога не дозволила реалізувати технологію MIMO, для якої необхідно використовувати нові багато антенні приймальні та передавальні системи);
- забезпечення, як мінімум, 30% приросту пропускної спроможності каналів щодо DVB-T за однакових умов передавання;
- краща робота в одночастотних мережах (SFN);
- співіснування в одному РЧ-каналі послуг, що передаються з різним рівнем завадостійкості. (Наприклад, частина послуг в одному каналі шириною 8 МГц може бути призначена для приймання на спрямовані антени, встановлені на дахах, а частина – для приймання на кімнатні портативні антени);
- забезпечення більшої гнучкості використання смуги частот;
- забезпечення зменшення відношення пікової та середньої потужності радіосигналу, що дозволить знизити експлуатаційні витрати.

На той час можливість впровадження ТВЧ в ефірні мережі розглядали відразу кілька країн. У Великобританії був особливо гострий дефіцит спектра для ТВЧ з урахуванням того, що весь спектр, який мав звільнитись після завершення аналогових мовлення, вже було заплановано для передавання трансляцій зі стандартною роздільною здатністю. Один канал було заплановано для мультиплексу ТВЧ формату. Щоб максимально його завантажити, треба максимально ефективно використовувати транспортний

ресурс каналу. У зв'язку з цим було заплановано застосувати мультиплекс у форматі DVB-T2, який забезпечує, як мінімум, 30% збільшення пропускної здатності.

Остаточного DVB-T2 було прийнято у червні 2010 року. Передбачалось, що на початку 2011 року буде розроблено комплект мікросхем VLSI для реалізації приймачів DVB-T2.

Основний принцип розроблення стандартів родини DVB полягав у тому, що вони мали бути максимально сумісні між собою. Тобто, обробка сигналу у разі його переформатування (наприклад, з DVB-S2 в DVB-T2) мала бути максимально простою. Відповідно, під час розроблення нових стандартів, необхідно використовувати ті ж механізми, що й в існуючих стандартах.

Для стандарту DVB-T2 зі стандарту DVB-S2 було запозичено дві ключові технології, це:

1. системна архітектура транспортних потоків з інкапсуляцією даних в низькочастотні пакети (BB – Base Band);
2. заводозахищене кодування з малою щільністю перевірок на парність (Low Density Parity Check Codes – LDPC).

Значна частина рішень, реалізована в DVB-T2, була спрямована на максимальне збільшення пропускної здатності каналів. Ряд параметрів – нові розмірності швидкого перетворення Фур'є (ФТТ) і захисних інтервалів, а також нові режими введення пілот-сигналів, були введені для можливості оптимізації параметрів мережі залежно від характеристик каналу.

1.4.2. Особливості модуляції сигналів у системі DVB-T2

Під час розроблення DVB-T2 проведено порівняльне дослідження кількох варіантів одночастотної та багаточастотної модуляції. Внаслідок чого було обрано варіант OFDM з захисними інтервалами (GI-OFDM), як у стандарті DVB-T (рис. 1.4).



Рисунок 1.4 – Захисні інтервали в структурі OFDM сигналу

У GI-OFDM кожен символ передають за допомогою великої кількості ортогональних носійних, модульованих одночасно по фазі і амплітуді. Зокрема, у системі DVB-T передбачено два режими – 2k і 8k, що відображає розмірність швидкого перетворення Фур'є (FFT), яке використовується для реалізації багаточастотної модуляції. Фактична кількість носійних, що використовується для передавання даних є дещо меншою.

Довжину захисного інтервалу вибирають залежно від розрахованої протяжності радіоканалів та інших параметрів телевізійної мережі. Довші захисні інтервали потрібні в одночастотних мережах, де сигнали від сусідніх передавачів можуть надходити на приймачі із значними запізненнями відносно основного сигналу.

Захисний інтервал є складовою процесу передавання, що призводить до зменшення пропускної здатності транспортного ресурсу. У системі DVB-T цей інтервал може зменшувати пропускну здатність до 1/4 максимальної теоретичної пропускної здатності системи. З метою забезпечити захисний інтервал достатньої величини з одного боку та збільшити пропускну здатність – з іншого, в системі DVB-T2 введено нові режими – 16k й 32k з відповідним збільшенням числа ортогональних носійних. Виграш у пропускній здатності в результаті застосування режиму 32k показано на рис.1.5.

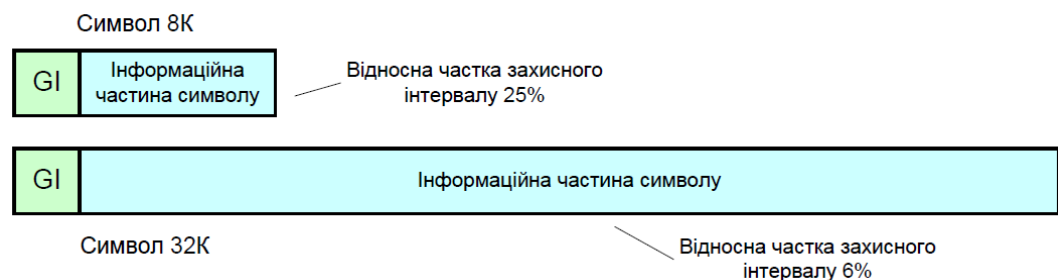


Рисунок 1.5 – Зміна відносної величини захисного інтервалу в DVB-T2

Максимальна тривалість захисного інтервалу в DVB-T2 має місце в режимі 32k. Співвідношення тривалості захисного інтервалу й загальної тривалості інтервалу передавання символу OFDM в цьому випадку складає 19/128, а тривалість GI перевищує 500 мкс, що цілком достатньо для реалізації одночастотної мережі великої площі покриття.

У специфікації DVB-T2 запропонована більша кількість режимів OFDM та тривалості захисних інтервалів, а саме:

- розмірності швидкого перетворення Фур'є – 1k, 2k, 4k, 8k, 16k,

32k;

– відносна тривалість захисних інтервалів – 1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128, 1/4.

Як відомо в OFDM кожен носійну модулюють методами багатопозиційної модуляції (ФМ, QAM). Найбільший об'єм алфавіта сигналів при модуляції у системі DVB-T становить $M=64$ (QAM64), що забезпечує передавання 6 бітів однією носійною в одному символі OFDM.

У специфікації DVB-T2 позиційність модуляції збільшено до 256 (QAM256), що дозволяє передавати на одній носійній 8 бітів даних.

Обвідна спектру модульованих коливань DVB-T2 у режимах 16k і 32k має значно більш крутий спад позасмугових складових порівняно з режимом 2k, як це видно з рис. 1.6. Ця обставина дозволяє розміщувати носійні ближче до границь стандартної спектральної маски, яку стандартизовано для сигналів DVB-T у смузі частот 8 МГц. Таке розширення смуги дозволяє збільшити пропускну здатність додатково на 2%.

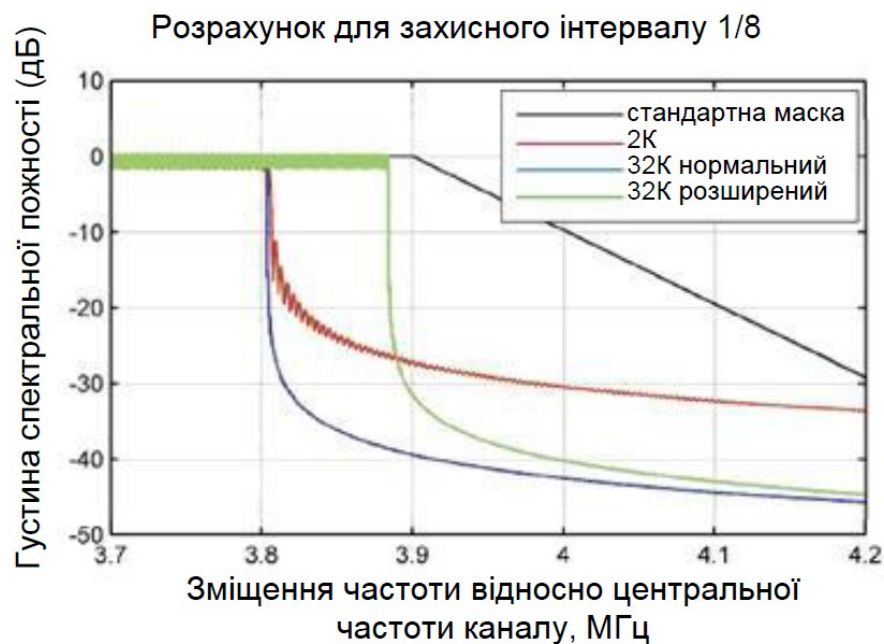


Рисунок 1.6 – Спектральні маски сигналів DVB-T2 для каналу 8 МГц

У OFDM використовуються розподілені пілот-сигнали. Ці службові сигнали є спеціально модульованими і рознесені певним чином в часі й між носійними частотами. Дані про пілот-сигнали та їх параметри закладено у систему керування кожного приймача OFDM сигналів для забезпечення можливості оцінювання стану каналу.

У системі DVB-T кожен дванадцятий модульований елемент є пілот-

сигналом, тобто для їх передавання використовують 8% від загального частотного ресурсу. Цю конфігурацію використовують за будь-яких варіантів захисних інтервалів, і розміщення пілот-сигналів має бути таким, щоб приймач міг вирівняти передавальну характеристику каналу у режимі із захисним інтервалом 1/4. Однак для менших захисних інтервалів кількість пілот-сигналів 8% є надлишковою. Тому, в системі DVB-T2 передбачено 8 різних варіантів розміщення пілот-сигналів. Кожному варіанту відносної тривалості захисного інтервалу відповідає кілька можливих варіантів розміщення пілот-сигналів. Вибір цих варіантів відбувається динамічно (адаптація до характеристик каналу) залежно від поточного стану каналу, що дозволяє оптимізувати їх кількість. Два можливі варіанти розміщення пілот-сигналів наведено на рис. 1.7.

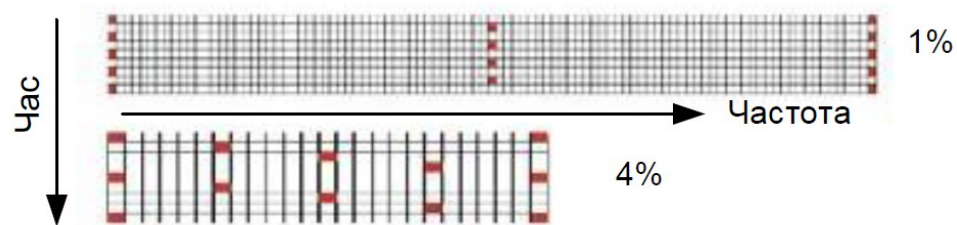


Рисунок 1.7 – Схеми розміщення пілот-сигналів та виділені для них ресурси

Більш щільне розміщення пілот-сигналів використовують для зменшення порогового рівня сигнал/шум на вході приймача або для покращення синхронізації. В останньому випадку пілот-сигнали модулюють псевдовипадковою послідовністю.

1.4.3. Підвищення завадостійкості в DVB-T2

В системі DVB-T2 забезпечуються додаткові різні рівні покращення завадостійкості для різних послуг:

- завадостійке кодування (FEC);
- перемежування;
- розворот модуляційного сузір'я.

1.4.3.1. Диференційована завадостійкість окремих послуг і структура кадру T2

Такі можливості можна забезпечити використанням різних схем

модуляції і методів завадостійкого кодування. У системі DVB-T2 зазначену вище можливість забезпечують шляхом групування OFDM-символів всередині кадру, так що сигнальний потік кожної послуги передається цілим блоком, який розміщено в кадрі у певному сегменті (слоті). Цей принцип показано на рис. 1.8, де фрагменти потоків різних послуг п означено різними кольорами.

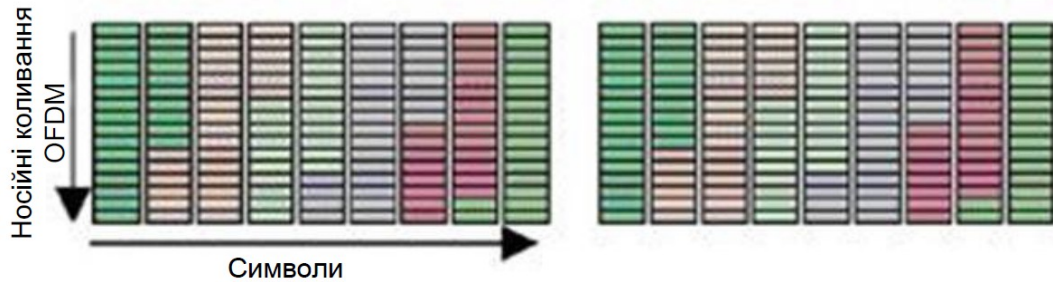


Рисунок 1.8 – Структура кадрів DVB-T2

Початок кожного кадру DVB-T2 ініціюють коротким OFDM-символом P1, який має розмірність 1к. Структура символу містить повтори початку і кінця символу на сусідніх носійних (тобто із зсувом по частоті), як це показано на рис. 1.9. Така структура символу P1 з одного боку дозволяє легко його виявити, а з іншого – унеможлиблює імітацію цього символу яким-небудь фрагментом основного кадру.

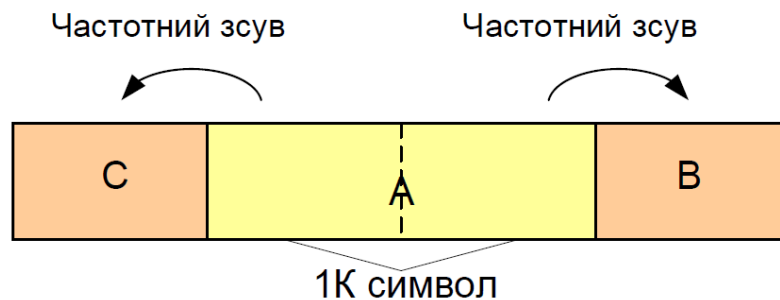


Рисунок 1.9 – Структура символу P1 в DVB-T2

Символ P1 забезпечує простий і надійний механізм виявлення приймачем DVB-T2 передачі, що здійснюється шляхом сканування спектру. Стандартна тривалість кадру DVB-T2 становить близько 200 мс, а надбудова, яка потрібна для передавання інформації про структуру кадру, як правило, потребує менше 1%.

1.4.3.2. Схеми завадостійкого кодування (FEC)

Для передавання цифрового сигнального потоку його поділяють на блоки певної величини з яких формують низькочастотні (НЧ) кадри (Base Band frames). Корисні дані кожного кадру кодують завадостійким кодом LDPC, аналогічним тому, який застосовують у системі DVB-S2. Для усунення помилок, що залишаються після LDPC-декодування, дані додатково захищають коротким кодом Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (Bose-Chaudhuri- Hocquenghem – BCH).

Повна довжина НЧ кадру після завадостійкого кодування становить 64800 бітів, який є базовим блоком в DVB-T2 (рис. 1.10). Частка контрольних бітів завадостійкого кодування, що передбачено стандартом DVB-T2 може становити від 15 до 50%.

Стандартом DVB-T2 передбачено можливість використання більш короткого варіант закодованого кадру довжиною 16200 бітів. Такий формат кадру може застосовуватись для зменшення затримок у разі приймання сигналів низькошвидкісних послуг.



Рисунок 1.10 – Структура інформаційного кадру після завадостійкого кодування

Дані всередині НЧ-кадру передаються у вигляді послідовності транспортних пакетів MPEG-2. У той же час, поля сигналізації в заголовку НЧ кадру повністю сумісні з системою інкапсуляції IP-пакетів згідно DVB протоколу інкапсуляції (Generic Stream Encapsulation – GSE).

Дослідження завадозахищеності сигнального потоку кодованого кодом LDPC у DVB-T2 забезпечує істотне підвищення захищеності порівняно з захистом у DVB-T (тобто кодуванням згортковим кодом у поєднанні з кодом Ріда-Соломона). Виграш щодо порогового рівня сигнал/шум внаслідок нового кодування може становити до 3 дБ для типового рівня помилок у разі використання однакової частки контрольних символів. Таке покращення характеристик системи дозволяє підвищити пропускну здатність каналу до

30% (наприклад, за рахунок застосування більшої кратності модуляції).

1.4.3.3. Перемежування в DVB-T2

У системі DVB-T2 застосовано такі види перемежування:

1.) перемежування – рандомізація бітів в межах кодованого блоку;
 2.) часове перемежування – перерозподіл даних кодованого блоку між символами OFDM в межах кадру. Це підвищує стійкість сигналу до імпульсного шуму і зміни характеристик тракту передавання.

3.) частотне перемежування – рандомізація даних в межах OFDM-символу з метою послабити ефект селективних частотних завмирань.

Такі способи перемежування гарантують, що спотворені елементи, у тому числі за наявності пакетних помилок, після відновлення послідовності даних у декодері (зворотне перемежування) будуть розкидані вздовж LDPC кодованому кадру. Це дає можливість відтворити спотворені біти у процесі декодування LDPC кодованого сигналу.

1.4.3.4. Розворот модуляційного сузір'я

У DVB-T2 застосована додаткова процедура обробки модульованого сигналу яка називається «розворот модуляційного сузір'я», яка полягає в розвороті всіх векторів модульованого коливання на певний кут. Такий поворот може істотно підвищити стійкість сигналу у разі виникнення типових проблем в радіоканалі. За рахунок повороту сузір'я на точно визначений кут кожна точка сузір'я приймає унікальні координати (u_1 і u_2). Така пара координат не може виникнути для інших векторів модульованого коливання. Розворот модуляційного сузір'я показаний на рис.1.11.

Кожна координата сигнального вектора обробляється в модуляторі окремо, а потім вже передається OFDM-сигнал, тобто координати u_1 і u_2 одного вектора передаються на різних OFDM-носійних і в різних OFDM-символах.

У приймачі координати u_1 і u_2 знову об'єднуються, що дозволяє визначити положення точок розвернутого модуляційного сузір'я. У такому сузір'ї, якщо одну носійну або символ (передає одну із координат) буде втрачено в результаті дії завад (інтерференції), з великою ймовірністю буде збережено інформацію про іншу координату, що дозволить відновити символ.

У разі використання симетричного (не повернутого) модуляційного

сузір'я рознесення координат u_1 і u_2 не має сенсу, тому що символ можна ідентифікувати тільки за значеннями двох координат. Кожна з них окремо має двійників і унікальним є тільки їх поєднання.

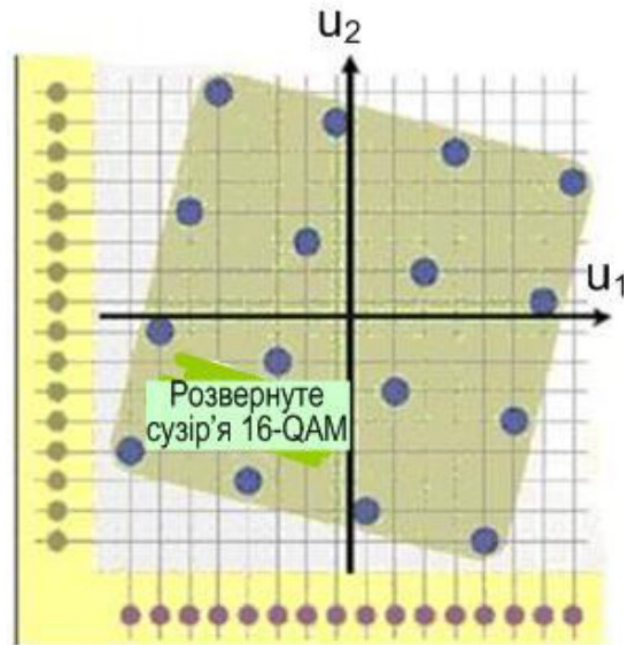


Рисунок 1.11 – Схема розвороту модуляційного сузір'я при модуляції QAM16

За результатами досліджень було визначено, що вигреш щодо порогового відношення сигнал/шум за рахунок застосуванням технології розвороту сузір'я може складати до 5 дБ для відносної швидкості кодування 4/5 для каналу Релея з 15% завмирань (рис. 1.12).

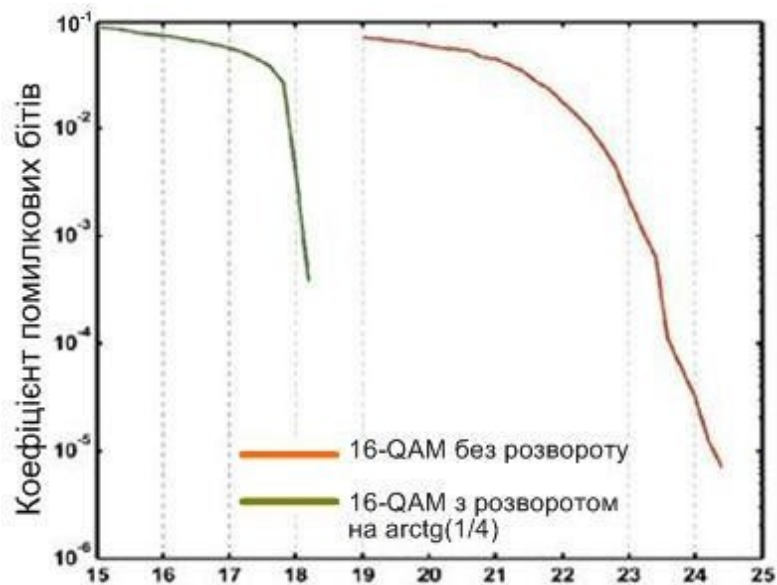


Рисунок 1.12 – Залежність коефіцієнта помилкових бітів (BER) від виду сузір'я

1.5 Порівняльний аналіз параметрів та характеристик стандартів DVB-T та DVB-T2

Стандарт DVB-T2 – наступний та вдосконалений щодо DVB-T. Прийнятий багатьма європейськими та азіатськими країнами, він пропонує більш високий бітрейт порівняно з попереднім DVB-T, що робить його більш придатним для транспортування сигналів HDTV. DVB-T2 надає більше даних з більшою швидкістю, а більше даних означає більше каналів та послуг. DVB-T2 принципово відрізняється від DVB-T як архітектурою системного рівня Media Access Control, так і особливостями фізичного рівня, внаслідок чого приймачі DVB-T несумісні з DVB-T2.

Стандарти DVB-T і DVB-T2 приймають бітовий потік MPEG2-TS і доставляють однакову біт-пару на приймач без помилок. Біти, що утворюють корисне навантаження транспортного потоку, можуть інтерпретуватися як відео MPEG2/MPEG4, так і аудіо, закодовані різними кодеками – MP2, HE-AAC, Digital Dolby, як телетекст або субтитри.

Стандарти передачі DVB-T(2) не мають прямого відношення до стиснення відео MPEG-2 або MPEG-4. Формат MPEG2-TS також не має відношення до технології стиснення відео MPEG2.

DVB-T2 дозволяє отримати більш загальну форму інкапсуляції потоку (Generic Stream Encapsulation – GSE), яка призначена для загального використання, включаючи дані IP (TCP/IP) і це забезпечує менші витрати. GSE є частиною DVB-S2 і DVB-C2. Для телевізійного мовлення MPEG2-TS використовується обома стандартами.

Незважаючи на те, що MPEG2-TS є незмінним – майже все, що стосується розрізання бітового потоку на частини, перетворення цих фрагментів у радіохвилі та правильне збирання на приймачі - є новим та використовується по-різному з DVB-T2.

Частотні канали в DVB-T2 можуть мати ширину 8 МГц як і в аналоговому телебаченні або в DVB-T. Новим у стандарті DVB-T2 є канал шириною 1.7 МГц, який безпосередньо вписується у розподіл каналів T-DAV.

DVB-T2 має такі характеристики:

- Модуляція OFDM з QPSK, QAM16, QAM64 та QAM256.
- OFDM режими 1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k і «32k ext». Довжина символу для режиму 32k становить близько 4 мс.

- Відносні довжини захисних інтервалів: 1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128 і 1/4.
- Пряма корекція помилок (FEC) з каскадним застосуванням коригувальних кодів LDPC і БЧХ (як в DVB-S2 і DVB-C2).
- DVB-T2 підтримує каналні смуги пропускання: 1,7; 5; 6; 7; 8 і 10 МГц, причому, смуга 1,7 МГц призначена для мобільного телебачення.
- передача/прийом в режимі Multiple Input, Single Output з використанням методу обробки сигналів з двох і більше передавальних антен.

Порівняння стандартів DVB-T і DVB-T2 подано в табл. 1.3.

Таблиця 1.3 – Порівняння стандартів DVB-T і DVB-T2

	DVB-T	DVB-T2
FEC	Код Ріда-Соломона 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	LDPC 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
Режим модуляції	QPSK, QAM16, QAM64	QPSK, QAM16, QAM64, 256-QAM
Полоса пропускання	6, 7, 8 МГц	1,7; 5; 6; 7; 8; 10 МГц
Максимальна швидкість передачі даних	31,7 Мбіт/с	45,5 Мбіт/с
Розподілені пілот-сигнали	8% від загальної кількості	1%, 2%, 4%, 8% від загальної кількості
Неперервні пілот-сигнали	2,6% від загальної кількості	0,35% від загальної кількості
Дискретне перетворення Фур'є	2k, 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k

Стандарт DVB-T2 призначений виключно для передачі транспортного потоку MPEG-TS, але на відміну від DVB-T, в DVB-T2 закладена можливість передачі кількох незалежних різних за своєю природою і структурою транспортних потоків. Кожен цифровий потік поміщається в свій магістральний потік - канал фізичного рівня (PLP - Physical Layer Pipe). Для цього введена функція попередньої обробки вхідних даних [1].

1.6. Особливості прийому ЦТ DVB-T2

Відповідно до регламенту радіозв'язку [1], прийнятого Міжнародним консультативним комітетом з радіо (МККР), весь спектр частотних діапазонів розбитий на 12 частотних смуг. Для радіо спектру рекомендовано 8 частотних смуг (з 4 до 12), параметри яких наведені в табл. 1.4.

Таблиця 1.4 - Радіоспектр частотних діапазонів

№ по-лосы	Диапазон частот	Условное обозначение полос	Метрическое название	Название полосы в литературе
4	3...30 КГц	ОНЧ (VLF)	Мириаметровые	Сверхдлинные (СДВ)
5	30...300 КГц	НЧ (LF)	Километровые	Длинные (ДВ)
6	0,3...3 МГц	СЧ (MF)	Гектометровые	Средние (СВ)
7	3...30 МГц	ВЧ (HF)	Декаметровые	Короткие (КВ)
8	30...300 МГц	ОВЧ (VHF)	Метровые	Ультракор (УКВ)
9	0,3...3 ГГц	УВЧ (SHF)	Дециметровые	Ультракор (УКВ)
10	3...30 ГГц	СВЧ (SHF)	Сантиметровые	Ультракор (УКВ)
11	30...300 ГГц	КВЧ (EHF)	Миллиметровые	Ультракор (УКВ)
12	300...3000 ГГц	ГВЧ	Децимиллиметровые	Ультракор (УКВ)

Для організації ТВ у «аналоговому» варіанті виділено частину 8-ї (метрової) смуги. Кількість ТВ каналів – 12. Ширина смуги одного ТВ каналу (за стандартом МККР) 8 МГц, рознесення між несучими частотами сигналів зображення та звукового супроводу становить 6,5 МГц. Прийняті цим стандартом частотні параметри каналів ТВ метрового діапазону наведені в табл. 1.5.

Таблиця 1.5 - Частотний план ТВ каналів у метровій смузі

№ канала	$\lambda_{\text{ср}} \text{ канала, м}$	$f_{\text{ср}} \text{ канала, МГц}$	Полоса частот канала, МГц
1	5,72	52,5	48,5-56,5
2	4,84	62	58-66
3	3,75	80	76-84
4	3,41	88	84-92
5	3,13	96	92-100
6	1,69	178	174-182
7	1,61	186	182-190
8	1,55	194	190-198
9	1,49	202	198-206
10	1,43	210	206-214
11	1,38	218	214-222
12	1,33	226	222-230

Частотний план каналів дециметрового діапазону наведено у табл. 1.6.

Таблица 1.6 – Частотный план каналов с 21 по 80

№ ТВ канала	$\lambda_{\text{ср}}$ канала, м	$f_{\text{ср}}$ канала, МГц	Полоса частот канала, МГц	Частота несущей, МГц	
				Изображения	Звука
21	0,632	474,6	470 – 478	471,25	477,75
22	0,622	482,5	478 – 486	479,25	485,75
23	0,612	490,5	486 – 494	487,25	493,75
24	0,602	498,5	494 – 502	495,25	501,75
25	0,592	506,5	502 – 510	503,25	509,75
26	0,583	514,5	510 – 518	511,25	517,75
27	0,574	522,5	518 – 526	519,25	525,75
28	0,566	530,5	526 – 534	527,25	533,75
29	0,557	538,5	534 – 542	535,25	541,75
30	0,549	546,5	542 – 550	543,25	549,75
31	0,541	554,5	550 – 558	551,25	557,75
32	0,533	562,5	558 – 566	559,25	565,75
33	0,526	570,5	566 – 574	567,25	573,75
34	0,519	578,5	574 – 582	575,25	581,75
35	0,512	586,5	582 – 590	583,25	589,75
36	0,505	594,5	590 – 598	591,25	597,75
37	0,498	602,5	598 – 606	599,25	605,75
38	0,491	610,5	606 – 614	607,25	613,75
39	0,485	618,5	614 – 622	615,25	621,75
40	0,479	626,5	622 – 630	623,25	629,75
41	0,473	634,5	630 – 638	631,25	637,75
42	0,467	642,5	638 – 646	639,25	645,75
43	0,461	650,5	646 – 654	647,25	653,75
44	0,456	658,5	654 – 662	655,25	661,75
45	0,450	667,5	662 – 670	663,25	669,75
46	0,445	674,5	670 – 678	671,25	677,75
47	0,440	682,5	678 – 686	679,25	685,75
48	0,435	690,5	686 – 694	687,25	693,75
49	0,430	698,5	694 – 702	695,25	701,75
50	0,425	706,5	702 – 710	703,25	709,75
51	0,420	714,5	710 – 718	711,25	717,75
52	0,415	722,5	718 – 726	719,25	725,75
53	0,411	730,5	726 – 734	727,25	733,75
54	0,406	738,5	734 – 742	735,25	741,75
55	0,402	746,5	742 – 750	743,25	749,75
56	0,398	754,5	750 – 758	751,25	757,75
57	0,393	762,5	758 – 766	759,25	765,75
58	0,389	770,5	766 – 774	767,25	773,75
59	0,385	778,5	774 – 782	775,25	781,75
60	0,381	786,5	782 – 790	783,25	789,75
61	0,378	794,5	790 – 798	791,25	797,75
62	0,374	802,5	798 – 806	799,25	806,75
63	0,370	810,5	806 – 814	807,25	813,75
64	0,367	818,5	814 – 822	815,25	821,75
65	0,363	826,5	822 – 830	823,25	829,75
66	0,359	834,5	830 – 838	831,25	837,75

67	0,356	842,5	838 – 846	839,25	845,75
68	0,353	850,5	846 – 854	847,25	853,75
69	0,349	858,5	854 – 862	855,25	861,75
70	0,346	866,5	862 – 870	863,25	869,75
71	0,343	874,5	870 – 878	871,25	877,75
72	0,340	882,5	878 – 886	879,25	885,75
73	0,337	890,5	886 – 894	887,25	893,75
74	0,334	898,5	894 – 902	895,25	901,75
75	0,331	906,5	902 – 910	903,25	909,75
76	0,328	914,5	910 – 918	911,25	917,75
77	0,325	922,5	918 – 926	919,25	925,75
78	0,322	930,5	926 – 934	927,25	933,75
79	0,319	938,5	934 – 942	935,25	941,75
80	0,317	946,5	942 – 950	943,25	949,75

При впровадженні системи ЦТ в даний час виділено 4 дециметрові канали - 31, 43, 49, 57 (смуга частот кожного каналу 8МГц) в кожному з яких транслюється 8 цифрових каналів (всього 32 цифрових канали) з системою кодування КАМ 64, яка дозволяє передавати в одному символі 8-біт цифрової інформації.

Отже, нижню частоту f_n діапазону виберемо 550 МГц (нижнє значення частоти каналу 31), а верхню частоту діапазону f_v виберемо 900 МГц, тобто, смуга частот 450 МГц (верхнє значення частоти каналу 75). Як видно з цих даних, вимоги до ширини робочої смуги частот приймальної антени будуть значно більшими, ніж для аналогового ТБ. Отримані дані будуть вихідними для розрахунків, щодо обґрунтування параметрів побутової антени для ЦТ.

Приєм якiсного сигналу залежить від таких факторів:

1. Відстані до передавача: чим ближче, тим якісніше прийом. Для того, щоб покращити якість сигналу, необхідно будувати нові ретрансляційні вежі, які поступово розширюють зону покриття сигналів ЦТ.

2. Присутності об'єктів, які можуть створювати перешкоди на шляху поширення сигналів ЦТ. Велика кількість високих дерев, стовпи високовольтних ЛЕП, висотні будівлі, гори і інші об'єкти зменшують якість сигналу, і зводять до мінімуму будь-які потужні характеристики антен. Проте прийом залежить від таких факторів, як щільність забудови, наявності перешкод і використовуваного обладнання і т.і..

3. Дії погодних умов, зокрема гідро метеорів (дощ, сніг, туман);

4. Правильного вибору місця установки антени, що впливає не менше, ніж технічні характеристики обладнання ЦТ.

5. Впливу деполяризації (неузгодження за поляризацією), коли прийом ведеться на межі зони прямої видимості або в зоні напівтіні.

На (рис. 1.13) зображено основні зони покриття Харківської області, завдяки цим даним, можна зрозуміти важливість спроектованої антени для віддалених місць проживання [8].

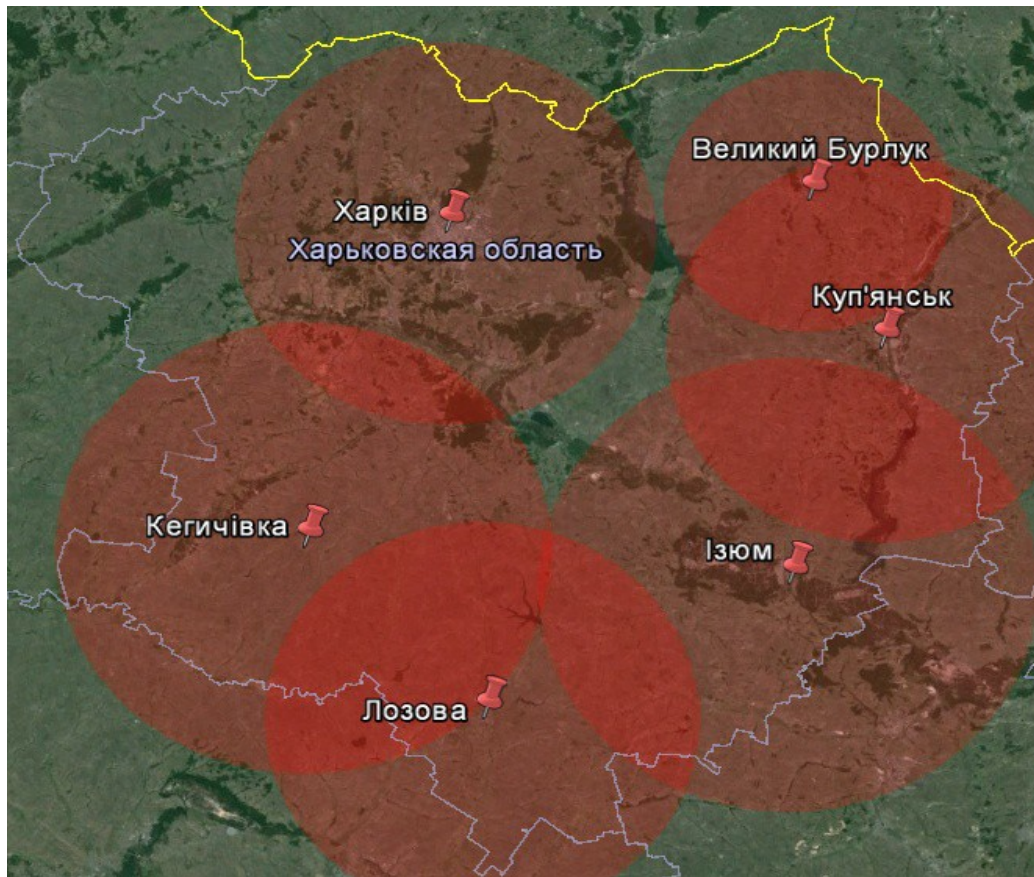


Рисунок 1.13 – Зона покриття Харківської області

Часто запасу потужності сигналу може не вистачати і будь-які випадкові коливання рівня сигналу на трасі поширення (наприклад, тропосфера, дія гідро метеорів (дощ, сніг, туман) можуть призвести до «пониження» якості картинки телемовлення в ЦТ DVB-T2, оскільки при цьому система використовує смугову модуляцію (QPSK, QAM16, QAM64, QAM256) у складі з меншою швидкістю цифрового потоку (бітрейтом), тобто якість «картинки» змінюється дискретно у гіршу сторону.

При виборі типу антени для ЦТ DVB-T2 потрібно враховувати :

- довжину траси поширення сигналів ЦТ;
- особливості зони покриття ЦТ;

Висновки по розділу 1

Порівнюючи стандарти ЦТ DVB-T і DVB-T2, можна зазначити що:

- DVB-T2, прийнятий у багатьох країнах Європи й Азії, в тому числі в Україні.
- DVB-T2 є другим поколінням стандарту ЦТ після DVB-T.
- DVB-T2 передбачає більше варіантів ущільнення на основі ортогональних носійних (OFDM), причому у процесі передавання інформаційного цифрового потоку додається ще процедура завадостійкого канального кодування (COFDM). Тобто, DVB-T2 на 30 - 50% пропонує більш високу швидкість передачі цифрового потоку (бітрейту) порівняно з DVB-T, що робить його більш придатним для транспортування сигналів високої якості HDTV.
- DVB-T2 передбачає можливість організації ТВ мовлення із застосуванням каналів зі смугами пропускання 1.7 (мобільне телебачення), 5, 6, 7, 8 і 10 МГц зі швидкістю до 50 Мбіт/с (в DVB-T лише 6, 7, 8 МГц).
- DVB-T2 передбачає можливість передавання кількох незалежних транспортних потоків одночасно.
- DVB-T2 застосовує більш передовий стандарт стиснення зображення MPEG-4.

Коли запасу за потужністю сигналу вже не вистачає (низьке співвідношення сигнал/шум/завада) і будь-які його випадкові коливання (наприклад, тропосферні дії, гідрометеори (дощ, сніг чи туман) можуть призвести до збою телемовлення. При будь-яких випадкових коливаннях рівня сигналу при дії завад на трасі поширення якість картинки при телемовленні ЦТ DVB-T2 може дискретно «понижуватись», оскільки при цьому система адаптивно використовує смугову модуляцію у складі OFDM з меншою швидкістю цифрового потоку (бітрейту), тобто якість «картинки» змінюється дискретно у гіршу сторону.

При виборі типу антени для ЦТ DVB-T2 потрібно враховувати :

- довжину траси поширення сигналів ЦТ;
- особливості зони покриття ЦТ;

2. ОГЛЯД АНТЕН, ЯКІ МОЖУТЬ ВИКОРИСТОВУВАТИСЬ ДЛЯ ПРИЙМАННЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

Антенa – пристрій, призначений для випромінювання або прийому радіохвиль з оточуючого простору. Антенa здійснює перетворення енергії струму високої частоти в енергію радіохвиль (передавальна антенa) або, навпаки, перетворює енергію радіохвиль в енергію струму високої частоти (приймальна антенa).

До складу антенного пристрою у багатьох випадках, окрім самої антени, входить ще лінія живлення (фідер), яка необхідна для передачі струму високої частоти з найменшими втратами від передавача до антени або від антени до приймача. Для правильної роботи антени, лінія живлення не повинна мати антенного ефекту, тобто випромінювати або приймати радіохвилі, та бути узгодженою з антенною за хвильовим опором.

2.1 Основні параметри антен

Основними параметрами антен є:

- амплітудна характеристика направленості (діаграма направленості);
- коефіцієнт спрямованої дії;
- коефіцієнт підсилення;
- коефіцієнт стоячої хвилі,
- хвильовий опір в точці живлення
- смуга пропускання та ін. [4].

Амплітудна характеристика направленості (рис. 2.1) – це залежність напруженості випромінюваного антенною поля $E(\theta, \varphi)$ в точці спостереження A від азимутального кута φ та кута місця θ при $r = \text{const}$ в декартовій прямокутній або сферичній системі координат. Таким чином, за допомогою амплітудної характеристики направленості визначають спрямованість антени, тобто здатність антени концентрувати поле в певному напрямку простору.

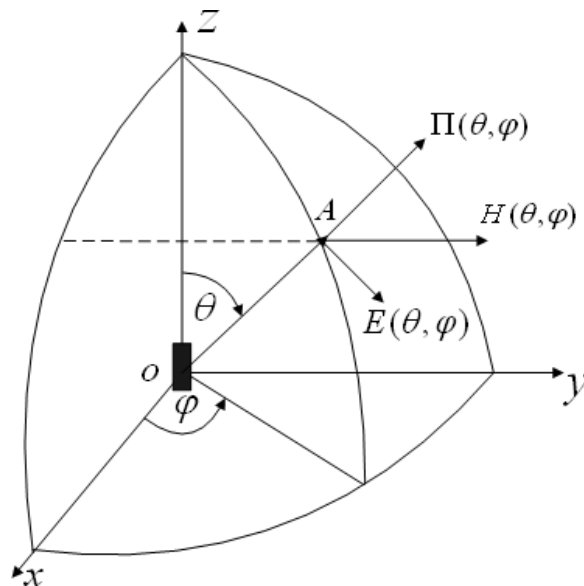


Рисунок 2.1 – Характеристики ЕМ поля антени в декартовій прямокутній або сферичній системі координат

В інженерній практиці для порівняння ДН різних антен зручніше користуватися нормованою ДН:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{|E(\theta, \varphi)|}{|E_{\max}(\theta, \varphi)|} \quad (2.1)$$

або нормованою ДН за потужністю, яка пов'язана з ДН по полю як [4]:

$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{S_{\max}(\theta, \varphi)} = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E^2_{\max}(\theta, \varphi)} = F^2(\theta, \varphi) \quad (2.2)$$

Діаграма направленості (ДН) антени – графічне зображення амплітудної характеристики спрямованості. Зазвичай ДН будується для двох площин: горизонтальної (площина Н) та вертикальної (площина Е). Ці площини обираються так, щоб в одній з них був розташований вектор E , а в іншій – H . ДН можуть бути побудовані в прямокутній декартовій (рис. 2.2) або в полярній системі координат.

Спрямованість максимального випромінювання є головним напрямком випромінювання, а відповідна йому пелюстка – головною. Інші пелюстки є боковими. Головна пелюстка характеризується шириною за половинною потужністю $\theta_{0,5}$, або $\varphi_{0,5}$, або по полю на рівні 0,707 (або на рівні -3 dB, якщо ДН побудовано в логарифмічному масштабі).

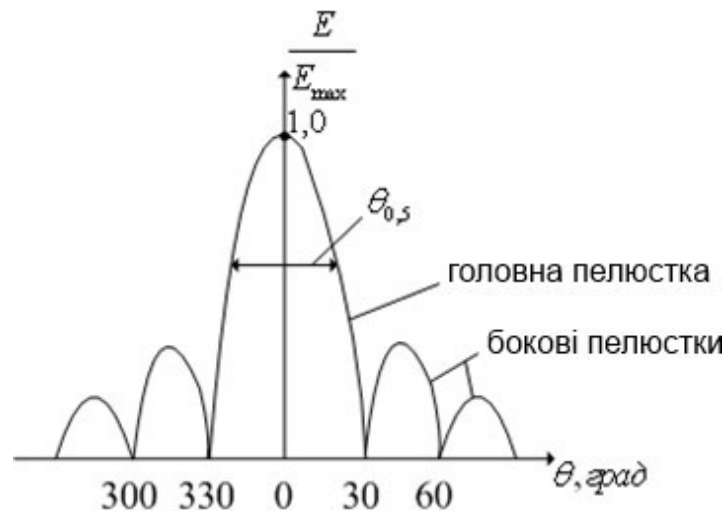


Рисунок 2.2 – ДН в прямокутній системі координат

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) характеризує здатність антени концентрувати ЕМ поле, що випромінюється в будь-якому напрямі відносно антени. КСД є відношення щільності потоку потужності, що випромінюється антеною в цьому напрямі $\Pi(\theta, \varphi)$ (2.3) до середнього значення щільності потоку потужності усередненого по всім напрямкам $\Pi_{\text{н}}$.

$$D = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\text{н}}} \quad (2.3)$$

Коефіцієнт підсилення (КП) антени – це відношення потужностей, які підводяться до ізотропної і спрямованої антен, за умови рівності збуджуваних ними полів $E(\theta, \varphi) = E_0$ в напрямку (θ, φ) , виміряних на однакових відстанях r при незмінних умовах збудження:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P'_{T0}}{P'_T} \Big|_{E(\theta, \varphi) = E_0} \quad (2.4)$$

де P'_{T0} – потужність, що підводиться до ізотропної антени; P'_T – потужність, що підводиться до антени.

КП антени також може вимірюватись в децибелах відносно ізотропної антени (dBi) [4]. Так, якщо коефіцієнт підсилення антени в заданому напрямі складає 5 dBi, то це означає, що в цьому напрямі потужність випромінювання на 5 дБ (у 3,16 разу) більша, ніж потужність випромінювання ідеальної ізотропної антени. Природно, що збільшення потужності сигналу в одному напрямі спричиняє за собою зменшення потужності в інших напрямках. Звичайно, коли говорять, що КП антени складає 5 dBi, то мається на увазі

напряг, в якому досягається максимальна потужність випромінювання (головна пелюстка ДН).

Існує зв'язок між КНД і КУ через ККД антени, який встановлюється наступним чином [4]:

$$G = D\eta \quad (2.5)$$

В діапазоні дециметрових та сантиметрових хвиль (при $f > 1$ ГГц) $\eta \approx 1$, отже можна вважати, що $G = D$.

Коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ, SWR – Standing Wave Ratio) – це відношення найбільшого значення амплітуди напруженості електричного або магнітного поля стоячої хвилі в лінії передачі до найменшого її значення.

КСХ характеризує ступінь узгодження антени і фідера (узгодження виходу передавача та фідера і т.д.) і є залежною від частоти величиною.

Величина обернена до КСХ – це коефіцієнт біжучої хвилі (КБВ).

Слід відрізнити КСВ від коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі (КСХН, VSWR - Voltage Standing Wave Ratio): КСВ розраховується по потужності, а КСХН - по амплітуді напруги. На практиці КСХН використовується частіше, хоча в загальному випадку ці величини еквівалентні.

КСВН обчислюється за формулою:

$$\text{КСВН} = \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2} \quad (2.6)$$

де U_1 і U_2 – амплітуди падаючої і відбитої хвиль відповідно.

Зв'язок між КСВН і коефіцієнтом відбиття Γ встановлюється наступним чином:

$$|\Gamma| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.7)$$

або

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.8)$$

Значення КСВН залежить від багатьох факторів, наприклад :

- Хвильовий опір СВЧ кабелю і джерела НВЧ сигналу;
- Неоднорідності, в кабелях або хвилеводах;
- Якість оброблення кабелю в СВЧ з'єднувачах (роз'ємах);
- Наявність перехідних з'єднувачів;
- Опір антени в точці підключення кабелю;
- Якість виготовлення і налаштування антени.

Значення КСХН в однорідній лінії передачі без втрат постійне по всій довжині лінії передачі і не залежить від її довжини. КСХН визначає ККД антено-фідерного тракту в цілому. В ідеальному випадку $КСХН = 1$, що означає, що відбита хвиля відсутня. При появі відбитої хвилі КСВН зростає ($КСХН > 1$) в прямій залежності від рівня неузгодженості тракту і навантаження (антени). В найгіршому випадку $КСХН = \infty$, що означає, що в лінії існує відбита хвиля і вся потужність повертається у бік джерела. Допустимі значення КСХН на робочій частоті або в смузі частот для різних випадків регламентуються державними стандартами або технічними умовами. Зазвичай прийнятні значення КСХН лежать в межах від 1.1 до 2.

Смуга пропускання антени – діапазон частот, у межах якого амплітудно- частотна характеристика (АЧХ) радіотехнічного пристрою є досить рівномірною для того, щоб забезпечити передачу сигналу без суттєвого викривлення його форми. Смуга пропускання частіше за все визначається на рівні на рівні 0,707 за амплітудою (рис. 2.3) або на рівні $КСХН = 3$.

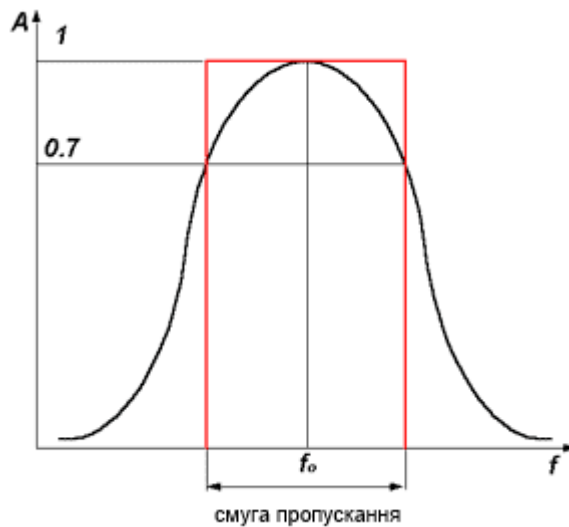


Рисунок 2.3 – Смуга пропускання антени на рівні 3 дБ

Поляризація антени – характеризує її здатність формувати певним чином в просторі вектори електричного E та магнітного H полів плоскої ЕМ хвилі в кожний момент часу (рис. 2.4).

Поляризація ЕМ хвилі є її просторово-часовою характеристикою та визначається видом траєкторії, яку описує кінець вектора електричного поля в фіксованій точці простору. При круговій поляризації ЕМ поле обертається навколо осі часу з певним циклом або кроком так, що в різних точках простору приймає або вертикальну, або горизонтальну поляризацію.

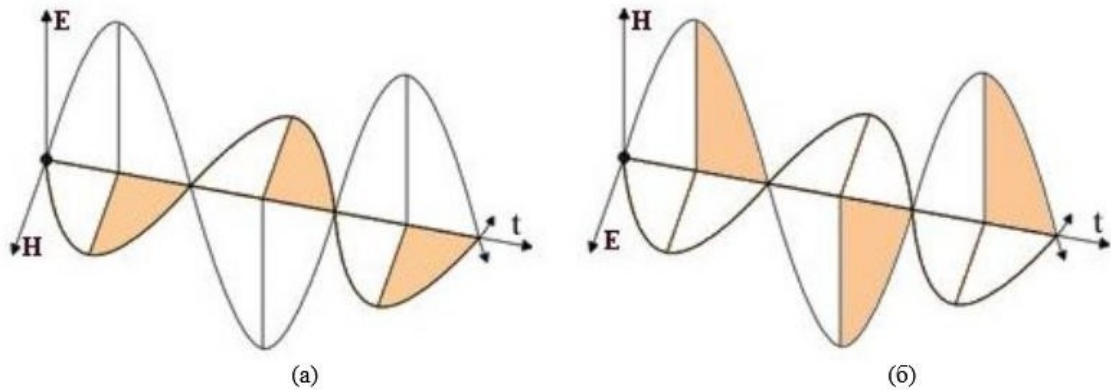


Рисунок 2.4 – Вертикальна (а) та горизонтальна (б) поляризації ЕМ хвилі

Хвильовий опір в точці живлення – це відношення напруги в точці живлення до струму в точці живлення антени.

Доцільність введення вхідного опору антени ґрунтується при розгляді антени як двополюсника. Вхідний опір антени важливий при визначенні ККД, КСХН і КП антени. Вхідний опір Z антени складається з опорів випромінювання $R1$ і втрат $R2$:

$$Z = R1 + R2 \quad (2.9)$$

Опір втрат $R2$, у свою чергу, складається з омичних втрат в матеріалах конструкції антени (провідниках і ізоляційних матеріалах) і об'єктах, розташованих у ближній зоні антени (наприклад, в ґрунті, опорах антени). Для підвищення ККД антени необхідно узгоджувати вхідний імпеданс антени з внутрішнім опором джерела (з хвильовим опором лінії передачі), а також зменшувати втрати в антені (тобто зменшувати $R2$). Згідно теореми взаємності значення вхідного опору антени в режимах передачі і прийому співпадають.

2.2. Антени у складі систем ЦТ

Як уже зазначалося, одним із важливих компонентів ЦТ є антена.

Оскільки головна функція антени в ЦТ є перетворення енергії радіохвиль в енергію струмів високої частоти (приймальна антена), важливим при проектуванні антени для ЦТ є

– досягнення високих спрямованих властивостей (ДН, коефіцієнта підсилення, коефіцієнта спрямованої дії), особливо у разі знаходження ТВ приймача у зоні невпевненого прийому на великих відстанях понад 50 км;

- умови узгодження (узгодження вхідного опору антени з характеристичним опором коаксиального кабелю 75 Ом);
- покриття всіх частотних смуг метрового і дециметрового діапазонів, а іноді їх обох.
- просторова фільтрація антени задля придушення завад поза напрямком на ретранслятор ЦТ;
- досягнення високого ККД перетворення.

Таким чином, для використання у складі ЦТ (в т.ч. у зоні невпевненого прийому) можуть використовуватись такі антени:

- директорні антени типу Уда-Яги,
- антени з логарифмічною періодичною структурою,
- антенні решітки, та ін.

Для підвищення якості прийому контенту ЦТ слід використовувати широкопasmові антени або антенні решітки (АР). Широкопasmова антена приймає відносно високий рівень RF потужності від різних джерел в широкій смузі частот; а АР збільшують падаючу потужність. АР є ефективним засобом збільшення прийнятої RF потужності, але між її розмірами (КП) і її вартістю існує компроміс.

Розглянемо деякі з цих антен.

2.3. Директорна антена Уда-Яги

Директорна антена (антена Уда-Яги, антена типу хвильовий канал) (рис. 2.5) відноситься до неквадрантних нерівноамплітудних антенних решіток осевого випромінювання [4].

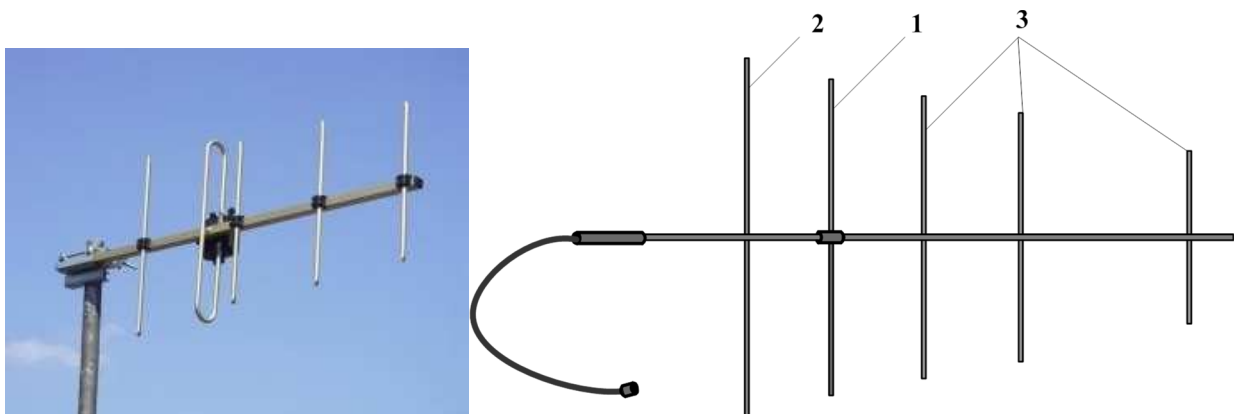


Рисунок 2.5. – Антена хвильовий канал та її конструкція

Віссю антени є пряма, що з'єднує середини вібраторів. Осі вібраторів паралельні одна одній, перпендикулярні осі антени і знаходяться в одній площині. Із всієї сукупності вібраторів лише один є активним (живиться від генератора). Решта вібраторів пасивні і збуджуються полем активного вібратора.

З конструктивної схеми антени (рис. 2.5) видно, що активний вібратор 1 знаходиться між рефлектором 2 і директорами 3.

Фазові співвідношення полів перевипромінювання пасивних вібраторів вибираються таким чином, щоб результуюче поле всієї антени мало найбільшу інтенсивність в напрямі осі антени. При цьому максимальне випромінювання буде спрямоване в сторону директорів.

Рефлектор 2, як випливає з назви вібратора, зменшує випромінювання антени в півпростір, що знаходиться зліва від рефлектора. Оскільки за рефлектором поле значно ослаблене, то досить одного вібратора, щоб створити однонаправлене випромінювання антени. Збільшення кількості вібраторів рефлекторів практично не вплине на формування ДС, тому що всі вібратори, розташовані лівіше від першого рефлектора майже не будуть збуджуватися.

Для ослаблення поля в лівому півпросторі необхідно, щоб хвилі, які випромінюються вібратором 2, були в протифазі з хвилями вібратора 1 при поширенні в лівий півпростір і були в фазі з хвилями вібратора 1 при поширенні в правий півпростір (в бік директорів). Ця умова задовольняється, якщо струм рефлектора буде по фазі випереджати струм активного вібратора. Досягти фазового випередження можна за рахунок індуктивного характеру повного опору рефлектора. Для цього необхідно взяти довжину рефлектора дещо більшою, чим половина довжини хвилі. Активний вібратор, як правило працює на власній довжині хвилі ($2l = 0,5\lambda$), тому довжину рефлектора беруть на (5...15)% більшою довжини активного вібратора. Відстань між рефлектором і активним вібратором знаходиться в межах $(0,1...0,25)\lambda$.

Директори розміщуються в напрямі поширення радіохвиль і, якщо правильно підібрані фазові співвідношення струмів в вібраторах, вони сприяють концентрації електромагнітної енергії. Директорів в антені зазвичай встановлюють до десяти, тому що вплив кожного наступного директора найбільш віддаленого від активного вібратора на формування ДС зменшується.

Поле випромінювання директора, щоб забезпечити максимум

інтенсивності в напрямі осі антени, мусить відставати по фазі від поля активного вібратора. Це досягається відставанням по фазі струмів в директорах. Для цього їх опір повинен мати ємнісний характер. Щоб отримати ємнісний характер опору директорів їх довжину вибирають на (5...15)% меншою довжини активного вібратора. Відстані між активним вібратором і першим директором, а також між директорами вибирають в межах (0,1 ... 0,35) λ .

Оскільки директори утворюють своєрідний канал, по якому поширюється ЕМ хвиля, директорну антену ще називають антеною типу хвильовий канал.

Розрахунок антени типу хвильовий канал досить складний. Суть такого розрахунку полягає в тому, що для антени, в якій відомі положення вібраторів та їх відносні довжини, складається $n + 2$ контурних рівнянь Кірхгофа, де n – кількість директорів. Очевидно, що по довжинам вібраторів та по відстаням між ними знаходяться власні та взаємні опори. Значення напруги на затискачах активного вібратора вибирається довільно, а напруги на решті вібраторів прирівнюються нулю. В результаті розв'язку системи рівнянь отримують значення струмів, що дає можливість розрахувати множник системи:

$$f_c(\theta) = \frac{I_p}{I_A} e^{-ikd_{AP}\cos\theta} + 1 + \sum_{s=1}^n \frac{I_s}{I_A} e^{ikd_{AS}\cos\theta} \quad (2.10)$$

де I_p – струм рефлектора, I_s – струм директора, I_A – струм активного вібратора, d_{AP} – відстань між рефлектором і активним вібратором, d_{AS} – відстань між активним вібратором і s -м директором, θ – кут між віссю антени і напрямом в точку спостереження.

За відомими струмами у вібраторах розраховується вхідний опір активного вібратора як сума власного опору і $n + 1$ внесених опорів.

КСД антени визначається як:

$$D = \frac{D_1 R_{11} [f_c(\theta = 0)]^2}{R_{ex}}, \quad (2.11)$$

де D_1 і R_{11} – КСД і активна складова опору випромінювання виокремленого активного вібратора ($D_1=1.64$ і $R_{11}=73.1$ Ом у випадку півхвильового вібратора), R_{ex} – активна складова вхідного опору директорної антени.

Таким чином розв'язується задача аналізу директорної антени. Більш

складною є задача синтезу такої системи.

Для орієнтовних розрахунків КСД і ширини ДС використовують вирази:

$$D = A \frac{L}{\lambda}, 2\theta_{0.5} = B \sqrt{\frac{\lambda}{L}}, \quad (2.12)$$

де A і B – коефіцієнти, які залежать від відносної довжини антени (рис. 2.6); L – довжина антени.

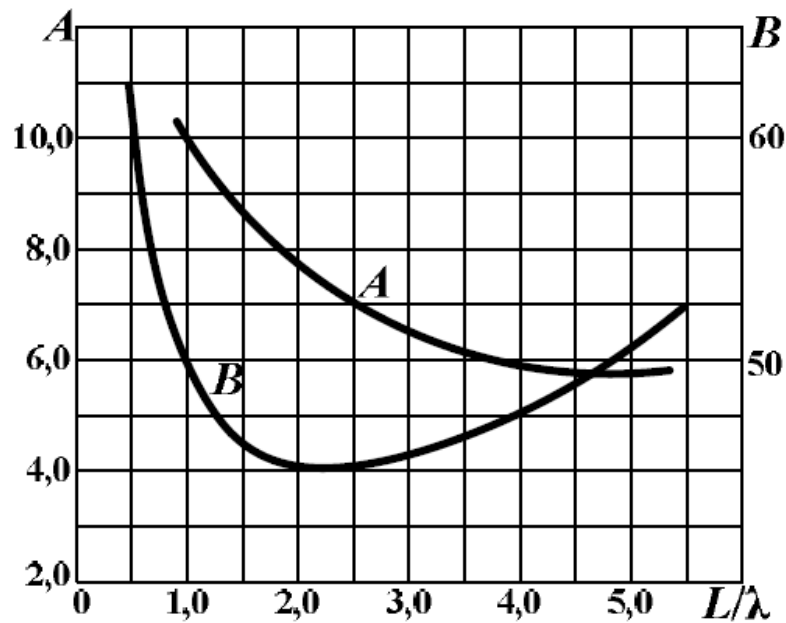


Рисунок 2.6 – Залежності коефіцієнтів A і B від відносної довжини антени

Конструктивно антена хвильовий канал складається з металевого стержня, до якого без ізоляторів прикріплюють пасивні вібратори. Ізолятори не потрібні, оскільки посередині пасивних вібраторів встановлюється вузол заряду, у зв'язку з чим у повздовжньому стержні не виникають струми (від вібратора до вібратора). Якщо активним вібратором є простий симетричний вібратор, то його потрібно закріплювати на стержні за допомогою ізолятора. При використанні активного вібратора у вигляді шлейф-вібратора виникає можливість позбутися ізолятора і прикріпити шлейф-вібратор безпосередньо до стержня. Не потрібен ізолятор також у випадку застосування шунтового живлення активного вібратора.

Вхідний опір директорної антени може бути досить низьким через те, що внесені опори пасивних вібраторів від'ємні. Тому в випадку використання півхвильового симетричного вібратора у якості активного

випромінювача опір має значення порядку 20-30 Ом.

Директорна антена має просту і надійну конструкцію. Недоліком її є вузькосмуговість та складність регулювання і настройки.

2.4. Антени з логарифмічною періодичною структурою

При збільшенні швидкості передачі даних по радіоканалу підвищуються вимоги до смуги пропускання антен. Звідси важливою вимогою, що висувається до антен ЦТ - це сталість електричних характеристик в заданій смузі частот, що може досягатися за рахунок застосування частотно-незалежних антен.

Таким прикладом є антени, побудовані на принципі логарифмічних періодичних структур (рис. 2.7) [5]. Антени з логарифмічною періодичною структурою (логоперіодична антена – ЛПА) найчастіше реалізована як АР, що складається з паралельних вібраторів, підключених до двопровідної лінії живлення з переполюсовкою точок живлення вібраторів. ЛПА працюють у декаметрових, метрових, дециметрових і навіть у сантиметрових діапазонах хвиль.

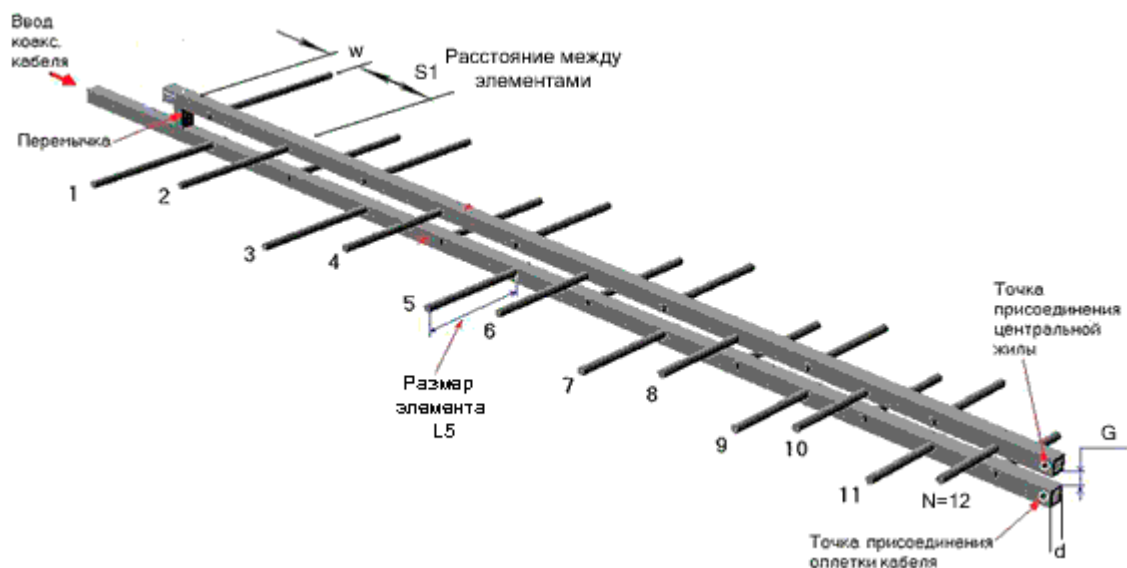


Рисунок 2.7. – Логоперіодична антена

Логоперіодична структура вібраторів є лінійно поляризованою частотно незалежною антеною, що складається з ряду паралельних лінійних вібраторів, розташованих в одній площині (рис. 2.7).

При живленні антени струмами високої частоти робочого діапазону

один з вібраторів збуджується на власній довжині хвилі. Цей вібратор з сусідніми двома (меншим за довжиною і більшим) створюють активну зону, яка інтенсивно випромінює. При зміні частоти інші три вібратори створюють активну зону, тобто при зміні частоти активна зона переміщується вздовж антени. Оскільки активна зона створюється обмеженою кількістю вібраторів (трьома, а в деяких випадках п'ятьома), то параметри антени на власних частотах вібраторів повторюються.

ЛПДА має просту і надійну конструкцію. Коефіцієнт посилення ЛПДА 5-10 дБ, рівень бічних пелюсток -12 ... -14 дБ, КБВ - більше 0.5 [5].

2.4.1. Геометрія ЛПА

ЛПА (рис. 2.8) складається з N вібраторів, довжини яких визначаються кутом α і відстанню ρ від вершини антени до відповідного диполя.

Основними параметрами антен є стала τ , що характеризує періодичність зміни параметрів і визначається як відношення відстаней між сусідніми вібраторами (рис. 2.8) кут розхилу α і відносна відстань між сусідніми вібраторами σ . Параметри τ і σ мають значення менші за одиницю.

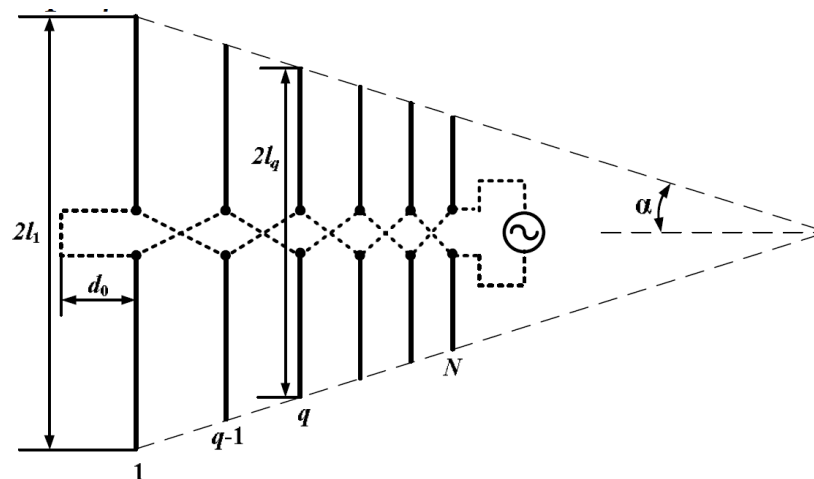


Рисунок 2.8 – Загальний вигляд логоперіодичної антени

Длина вибраторов и расстояние между ними изменяются в геометрической прогрессии со знаменателем $\tau < 1.0$ в направлении точек подключения фидера. Отсюда τ можно записать как отношение длин соседних, более короткого, к более длинному вибратору:

$$\tau = \frac{l_{n-1}}{l_n} = \frac{l_{n-2}}{l_{n-1}} = \dots \quad (2.13)$$

Поскольку любые два прямоугольных треугольника логопериодической структуры подобны между собой, например, треугольники с катетами $l_n/2$ и R_n ; а также $l_{n-2}/2$ и R_{n-1} , то τ можно представить как

$$\tau = \frac{R_{n-1}}{R_n} = \frac{R_{n-2}}{R_{n-1}} \quad (2.14)$$

Рассмотрим как связано с параметром τ расстояние между соседними вибраторами d_n . Для этого рассмотрим треугольник с катетами $l_{n-1}/2$ и R_n . Для

угла α у вершины лог- периодической структуры $\operatorname{ctg}\alpha = \frac{2R_n}{l_n}$. В свою

очередь, для треугольника с катетами $l_{n-1}/2$ и R_{n-1} $\operatorname{ctg}\alpha = \frac{2R_{n-1}}{l_{n-1}}$. Отсюда

расстояние между вибраторами L_n и L_{n-1} равно:

$$d_n = R_n - R_{n-1} = \frac{l_n}{2} \operatorname{ctg}\alpha - \frac{l_{n-1}}{2} \operatorname{ctg}\alpha = \frac{1}{2} \operatorname{ctg}\alpha (l_n - l_{n-1}) \quad (2.15)$$

З урахуванням (2.13) цю відстань можна також уявити як:

$$d_n = \frac{1}{2} \operatorname{ctg}\alpha (l_n - l_n \cdot \tau) = \frac{\operatorname{ctg}\alpha}{2} l_n (1 - \tau) \quad (2.16)$$

Если обозначить $\sigma_1 = \frac{d_n}{l_n}$ (отношение расстояния между вибратором длины l_n

и l_{n-1} , к длине вибратора l_n) то выражение (2.4) можно представить как

$$\sigma_1 = \frac{d_n}{l_n} = \frac{1}{2} (1 - \tau) \operatorname{ctg}\alpha \quad (2.17)$$

Тоді кут між віссю антени та лінією, що проходить через кінці вібраторів, буде

$$\alpha = \operatorname{arctg}\left(\frac{1 - \tau}{2\sigma_1}\right) \quad (2.18)$$

Визначимо геометрію ЛПДА, що складається з n вібраторів, що має на увазі знаходження довжин плеч диполів та відстаней між ними. Розрахунок довжин плеч починають із найбільшого. Його довжину вибирають рівної половині найбільшої робочої довжини хвилі антени, тобто $l_n = \frac{\lambda \max}{2}$. Далі, з урахуванням (2.13) можна визначити всі наступні довжини вібраторів:

$$l_{n-1} = l_n \cdot \tau$$

$$l_{n-2} = l_{n-1} \cdot \tau = l_n \cdot \tau^2$$

$$l_{n-3} = l_{n-2} \cdot \tau = l_{n-1} \cdot \tau^2 = l_n \cdot \tau^3$$

.....

$$l_0 = l_n \cdot \tau^n$$

Як вже показано в (2.14) $d_n = \frac{ctg\alpha}{2} l_n (1 - \tau)$.

По аналогії с (2.13) можна визначити відстань d_{n-1} між сусідніми вібраторами l_{n-2} і l_{n-1} :

$$d_{n-1} = R_{n-1} - R_{n-2} = \frac{l_{n-1}}{2} ctg\alpha - \frac{l_{n-2}}{2} ctg\alpha = \frac{ctg\alpha}{2} (l_{n-1} - l_{n-2}) \quad (2.19)$$

Поскольку $l_{n-1} = l_n \cdot \tau$, $l_{n-2} = l_n \cdot \tau^2$, то

$$d_{n-1} = \frac{ctg\alpha}{2} (l_n \tau - l_n \tau^2) = \frac{ctg\alpha}{2} l_n (1 - \tau) \cdot \tau = d_n \tau \quad (2.20)$$

Аналогічно відстань між вібраторами l_{n-3} і l_{n-2}

$$d_{n-2} = \frac{ctg\alpha}{2} l_n (1 - \tau) \cdot \tau^2 = d_n \cdot \tau^2 \quad (2.21)$$

Обобщив результати формул (2.14, 2.19-2.20) можна знайти відстань між l_{n-k} і $l_{n-(k+1)}$ вібраторами:

$$d_{n-k} = \frac{ctg\alpha}{2} l_n (1 - \tau) \tau^k \quad (2.22)$$

С учетом (2.10) довжина збиральної лінії, навантаженої n вібраторами, буде:

$$l_{\Sigma} = \frac{ctg\alpha}{2} l_n (1 - \tau) \sum_{i=0}^{n-2} \tau^i \quad (2.23)$$

Формули для розрахунку ДН в і в E площині [5]:

$$F_E(\theta) = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2} \sin(\theta)\right]}{\cos(\theta)} \cdot \sin\left[\frac{\pi}{4} (1 - \tau) ctg(\alpha) (1 + \cos(\theta))\right], \quad (2.24)$$

і в H площині

$$F_H(\varphi) = \sin\left[\frac{\pi}{4} (1 - \tau) ctg\alpha (1 + \cos(\varphi))\right], \quad (2.25)$$

де α - половина кута при вершині ЛПА.

Як мовилося раніше, елементи логоперіодическої структури збуджуються зі змінною фазою симетричною лінією постійного хвильового

опору. Останню можна збуджувати або безпосередньо або коаксіальним кабелем, прокладеним всередині однієї з її ліній; середня жила кабелю при цьому має замикатися на другий провідник симетричної лінії. У разі антена одночасно грає роль і симетруючого трансформатора. У межах розрахункового діапазону частот максимум випромінювання спрямований у бік більш коротких елементів, а струми на ділянці лінії передачі за найбільшим елементом дуже малі. Отже, кінцева частина структури має лише незначний вплив на характеристики антени.

Характеристики антени залежать від параметра - знаменника геометричної прогресії, що характеризує швидкість зменшення довжин вібраторів і відстаней між ними і кута $\varphi=2\alpha$ при вершині трикутника, в який вписані вібратори. Чим ближче до одиниці і чим менше φ , тим більше коефіцієнт посилення антени, оскільки таким чином формується решітка однотипних вібраторів. Але при цьому зростають габарити (особливо довжина) та маса антени. При цьому обмеження робочого діапазону ЛПДА з боку низьких частот обумовлено збільшенням габаритів, а з боку високих частот – точністю виконання конструкції. Власні частоти ЛПА визначаються так

2.4.2. Розрахунок геометрії ЛПДА

Відповідно до завдання, необхідно розрахувати ЛПДА, що має вхідний опір 75 Ом та КНД 8 dBi у заданому діапазоні частот 450-900МГц.

1. Для забезпечення КНД =8 dBi виберем $\tau = 0.9$ и $\sigma = 0.168$, що соответствует углу расширения антенны

$$\alpha = \operatorname{arctg} \left[\frac{1}{4\sigma} (1 - \tau) \right] = 3.23^\circ.$$

2. Смуга робочих частот ЛПДА визначається за шириною активної зони B_{ar} , яка залежить від конструкції антени. Керрел [8] запропонував напівемпіричний вираз, що дозволяє визначити ширину активної зони :

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1 - \tau)^2 \operatorname{ctg} \alpha = 1.1 + 7.7(1 - 0.98)^2 \operatorname{ctg} 1.5^\circ = 1.617$$

3. Визначимо коефіцієнт перекриття робочих частот:

$$B = f_{max} / f_{min} = 2.48 / 2.4 = 1.011$$

4. Далі визначаємо коефіцієнт перекриття робочого діапазона B_S :

$$B_S = B \cdot B_{ar} = 1.033 \cdot 1.215 = 1.635$$

5. Число елементів ЛПДА визначається з виразу

$$N = 1 + \frac{\lg B_s}{\lg \frac{1}{\tau}} = 1 + \frac{\lg 1.255}{\lg \frac{1}{0.98}} = 6$$

6. Визначаємо максимальну та мінімальну довжини хвиль робочого діапазону:

$$\lambda_{\max} = 300/f_{\min} = 300/450 = 0.66 \text{ м,}$$

$$\lambda_{\min} = 300/f_{\max} = 300/900 = 0.33 \text{ м.}$$

7. Виберемо діаметр трубки самого довгохвильового вібратора

$$d_{\max} = 0.6 \text{ см.}$$

8. Отношение длины вібратора к его максимальному діаметру:

$$r = \lambda_{\max} / d_{\max} = 6.3 \text{ см} / 1 \text{ см} = 7.8$$

9. Діаметр коротковолнового вібратора:

$$d_{\min} = \lambda_{\min} / r = 6 \text{ см} / 7.8 = 0.77 \text{ см.}$$

10. За формулами (2.15-2.16) знайдемо довжину вібраторів, відстань між вібраторами та їх діаметр. Результати зведені у табл. 2.1

Таблиця 2.1 – Розрахунок геометрії ЛПДА

№ вібратора	Длина плеча вібратора, см	Расстояние между вібраторами, см	Диаметр вібратора, мм
1	16.5	5.4	6
2	13.6	4.4	5.4
3	11.2	3.5	4.9
4	9.9	2.9	4.3
5	8.6	2.3	3.9
6	8.4	-	3.5

10. Довжина лінії збору: $L_{(6)} = 0.185 \text{ м}$

11. Насправді кінцеве навантаження фідера ЗТ виконується як короткого замикання з відривом $\lambda_{\max}/8$ (чи менше) від першого (найбільшого) елемента. У деяких випадках задовільні результати дає коротке замикання першого елемента; при цьому він діє як пасивний рефлектор найнижчих частот діпазону. Відстань від першого елемента до короткозамикаючої перемички:

$$s_{01} = \lambda_{\max} / 8 = 0.66 / 8 = 8 \text{ см.}$$

12. Сумарна довжина лінії збору:

$$L_{\Sigma} = L_{(6)} + s_{01} = 0.185 + 0.03 = 0.314 \text{ м}$$

13. Для забезпечення узгодження антени з кабелем живлення, що має хвильовий опір R_0 , необхідно знайти характеристичний опору збірної лінії Z_0 . Для правильного проектування ЛПДА відношення довжини n -го вібратора до його діаметра $\text{ratio} = l_n/d_n$ повинне дотримуватися кожного вібратора і його діаметра. Хвильовий опір вібраторів ЛПДА: $Z_a = 120 \cdot (\ln(\text{ratio}) - 1) = 120 (\ln(13.3) - 1) = 190.5 \text{ Ом}$.

Ставлення довжини n -го вібратора до його діаметру практично, природно, важко забезпечити, тому вібратори групують по 2, 3, 4 тощо. елемента і виконують їх із трубок однакового діаметра, але різної довжини. Зазвичай формують три групи (для малих, середніх та великих елементів). 14. Нормированное сопротивление вибраторов ($Z_{bx} = 50 \text{ Ом}$):

$$R_{\text{norm}} = Z_a / Z_{bx} = 190.512 / 50 = 3.81$$

15. Относительное среднее расстояние

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} = \frac{0.14}{\sqrt{0.93}} = 0.177$$

16. Волновое сопротивление собирательной линии:

$$Z_0 = 60,111 \text{ Ом}$$

17. После чего можно определить параметры собирательной линии антенны, а именно расстояние между центрами ее проводящих проводников (трубок) s и их диаметр d ,

$$s = d \cdot \text{ch} \left[\frac{Z_0}{120} \right],$$

18. Расстояние между центрами собирательной линии (с учетом выбранного диаметра ($d = 0.008 \text{ м}$):

$$s = 0.015 \cdot \text{ch}(60,111/120) = 0.009 \text{ м}$$

19. ДН в E і H площині згідно (2.24)-(2.25) наведено на рис. 2.9. З рис. 3.11 можна визначити ширину ДН по половинній потужності в E та H площинах. Так, у E площині вона дорівнює $\theta_E = 68^\circ$, а в H площині $\varphi_H = 140^\circ$. Тоді коефіцієнт спрямованої дії визначається за шириною ДН в E - та H -площинах (θ_E та φ_H) за допомогою наближеної формули:

$$D = 10 \lg \frac{41253}{\theta_E \varphi_H} = 10 \lg \frac{41253}{140 \cdot 68} = 6.4 \text{ дБі}$$

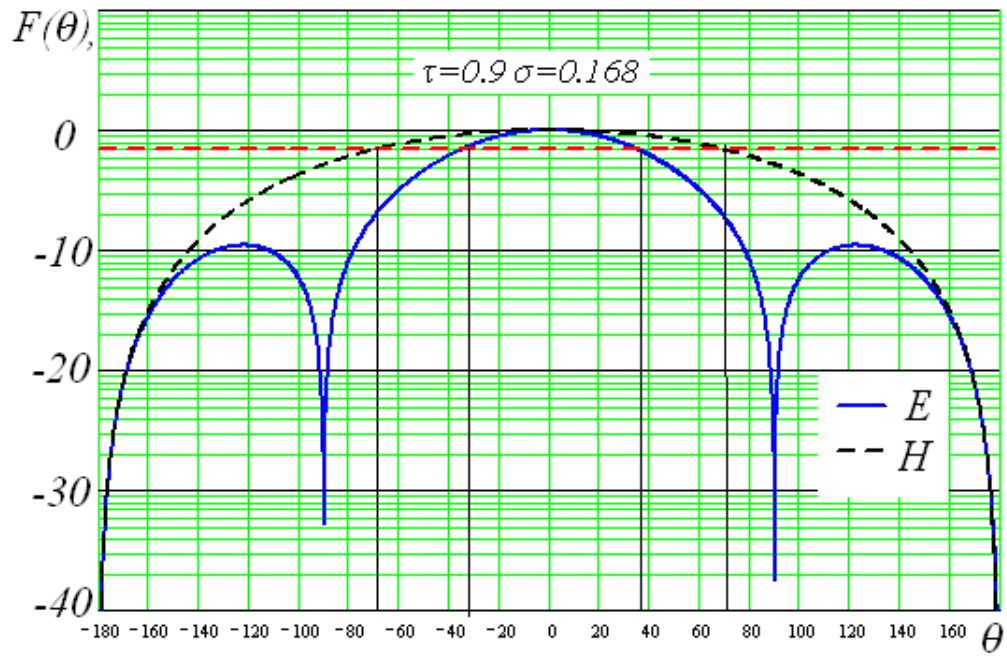


Рисунок 2.9 - ДН ЛПДА в E і H площині

Висновки по розділу 2

У складі ЦТ можуть використовуватись такі антени:

- диполі,
- директорні антени типу Уда-Яги,
- антени з логарифмічною періодичною структурою (ЛПДА),
- антенні решітки, та ін.

При проектуванні антени для ЦТ важливим є:

- досягнення високих спрямованих властивостей (ДН, коефіцієнта підсилення, коефіцієнта спрямованої дії), особливо у разі знаходження ТВ приймача у зоні невпевненого прийому на великих відстанях понад 50 км;
- просторова фільтрація антени задля придушення завад поза напрямком на ретранслятор ЦТ;
- умови узгодження (узгодження вхідного опору антени з характеристичним опором коаксимального кабеля 75 Ом) задля досягнення високого ККД збору максимальної потужності;
- покриття всіх частотних смуг метрового і дециметрового діапазонів, а іноді їх обох.

Виходячи з результатів аналізу, для підвищення якості прийому контенту ЦТ слід використовувати широкосмугові антени, а саме логоперіодичні дипольні антени (ЛПДА), оскільки ЛПДА:

- має просту і надійну конструкцію;
- коефіцієнт підсилення ЛПДА становить 5 – 10 дБ;
- рівень бічних пелюсток –12 ... –14 дБ;
- задовольняє умовам широкосмуговості (працює до 10 ГГц);

Електричний розрахунок логоперіодичної дипольної антени був виконаний Керрелом в 60-ті роки ХХ століття [5].

З цієї точки зору розробляється ЛПДА, що має КНД 8 dBi у діапазоні частот 450-900МГц та вхідний опір 75 Ом для зони впевненого прийому (R=50 км) телевізійних сигналів цифрового телебачення в умовах Харківської обл.

3. ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ ЛОГОПЕРІОДИЧНОЇ ДИПОЛЬНОЇ АНТЕНИ CAD FEKO

3.1. Моделювання ЕМ структур в CAD FEKO

У сучасних САПР реалізуються різні математичні методи, серед яких можна виділити прямі та непрямі методи вирішення граничних завдань.

До прямих методів вирішення граничних завдань відносяться:

- метод кінцевих елементів (Finite Elements Method – FEM);
- метод кінцевих різниць у часовій області (Finite Difference Time Domain – FDTD).

Відмінною рисою прямих методів є їхня універсальність, тобто можливість аналізувати практично будь-яку ЕД структуру. Платою за універсальність є величезні витрати комп'ютерних ресурсів. З погляду користувача найбільш істотним недоліком є значний час аналізу НВЧ структур. Причина цього обумовлена дискретизацією простору, що лежить в основі FEM та FDTD. Кількість елементів розбиття визначає розмірність розв'язуваної ЕД задачі. Кількість елементів розбиття в FEM і FDTD є максимально можливою з усіх відомих методів. Крім того, FEM використовується у HFSS, а FDTD – у CST MWS.

Альтернативним напрямом у вирішенні ЕД задач є непрямі методи. У тому числі слід зазначити метод моментів (MOM). Відмінність його від згаданих вище прямих методів у тому, що чисельне визначення поля полягає в аналітичному вирішенні деякої завдання порушення ЕД структури елементарним джерелом струму. Таке рішення у математиці називається методом функції Гріна. MOM виявляється ефективним, якщо функцію Гріна визначено аналітично у простій формі. І тут дискретизації піддається не простір, а поверхню, що значно знижує розмірність завдання. Проте функцію Гріна досить легко можна знайти лише обмеженого числа ЕД структур: це, перш за все, плоскостійсті структури і вільний простір. Саме для таких структур було розроблено САПР на основі MOM. MOM використовується у таких САД як MWO, ADS, FEKO.

Особливе місце серед завдань, розв'язуваних САПР РЕА, займають завдання випромінювання та розсіювання електромагнітних хвиль. Їхня відмінність від завдань аналізу НВЧ друкованих чи хвилеводних схем

полягає у необхідності визначення поля в області великих електричних розмірів (під електричним розміром розуміється відношення геометричного розміру до довжини хвилі у вільному просторі). Дискретизація великих областей простору породжує завдання великої розмірності. Тому використання тут прямих методів, таких як FEM та FDTD явно неефективне. Більше того, часто виявляється неефективним і економічне MOM. У цьому випадку суворі методи електродинаміки необхідно доповнити асимптотичними методами: фізичної оптики (ФО, Physical Optics – PO), геометричної теорії дифракції (ГТД, Geometrical Theory of Diffraction – GTD) тощо. Гібридні підходи, що використовують ФО та ВМД, реалізовані в системі FEKO.

Головною особливістю САД FEKO, що відрізняється від інших комерційних САД ЕД проектування, є вдале поєднання базового методу моментів (MOM) з наближеними аналітичними методами: методом фізичної оптики (МФО) та однорідної теорії дифракції (ОТД, Uniform Theory of Diffraction – UTD). Таке поєднання дозволяє подолати головний недолік програм комп'ютерного моделювання високочастотних структур - значні витрати ресурсів при моделюванні об'єктів з електричними розмірами значно більшими за довжину хвилі.

3.2. Моделювання ЛПДА в САД FEKO

Мета роботи: побудувати діаграму направленості (ДН) та визначити вхідний опір логоперіодичної дипольної антени (ЛПДА), робоча смуга частот якої – 450-900МГц; центральна робоча частота $freq_0 = (450+900)/2 = 675$ МГц; для моделювання з'єднання диполів LPDA використати невиспромінюючі лінії передачі.

1. Формування параметрів моделі в САД FEKO

1.1 Для створення моделі LPDA, в лівій частині основного меню САД FEKO вибрати закладку **Construction**; де в папці **Definition>Variables** задати такі параметри :

- $freq_min = 450e6$ (Мінімальна частота)
- $freq_max = 900e6$ (Максимальна частота)
- $freq_0 = (freq_min + freq_max)/2$ (Центральна частота)
- $freq = 46.29e6$

- $\lambda = c_0 / \text{freq}$ (Довжина хвилі у вільному просторі.)
- $\lambda_0 = c_0 / \text{freq}_0$ (Центральна довжина хвилі у вільному просторі.)
- $d_0 = 0$ (Положення диполя#0)
- $d_1 \dots d_{11}$; де $d_N = d(N-1) - \sigma_N$ (Положення диполів#1– #11)
- $len_0 = 2$ (Довжина диполя #0.)
- $len_1 \dots len_{11}$; де $len_N = len(N-1) / \tau$ (Довжина диполів#1– #11)
- $rad_0 = 0.006.67e-3$ (Радіус диполя#0)
- $rad_1 \dots rad_{11}$; де $rad_N = rad(N-1) / \tau$ (Радіус диполів#1– #11)
- $\sigma_0 = 0.7$ (Міжелементна відстань між диполем#0 і диполем#1)
- $\sigma_1 \dots \sigma_{11}$; де $\sigma_N = \sigma(N-1) / \tau$ (Міжелементна відстань між диполем#(N-1) і диполем#N)
- $\tau = 0.93$ (Коефіцієнт збільшення.)
- $Z_{line} = 50$ (Хвильовий імпеданс лінії передачі, Ом)
- $Z_{load} = 50$ (Опір шунтового навантаження, Ом)

```

Definitions
├── Variables
│   ├── c0 = 1/sqrt(eps0*mu0)
│   ├── d0 = 0
│   ├── d1 = d0-sigma1
│   ├── d2 = d1-sigma2
│   ├── d3 = d2-sigma3
│   ├── d4 = d3-sigma4
│   ├── eps0 = 8.85418781761e-12
│   ├── freq_0 = (freq_min+freq_max)/2
│   ├── freq_max = 900e6
│   ├── freq_min = 450e6
│   ├── lambda_0 = c0/freq_0
│   ├── lambda_max = c0/freq_min
│   ├── len0 = 0.286
│   ├── len1 = len0*tau
│   ├── len2 = len1*tau
│   ├── len3 = len2*tau
│   ├── len4 = len3*tau
│   ├── mu0 = pi*4e-7
│   ├── pi = 3.14159265358979323846
│   ├── rad0 = 5e-3
│   ├── rad1 = rad0*tau
│   ├── rad2 = rad1*tau
│   ├── rad3 = rad2*tau
│   ├── rad4 = rad3*tau
│   ├── rad5 = rad4*tau
│   ├── sigma1 = sigma*len0/2
│   ├── sigma2 = sigma*len1/2
│   ├── sigma3 = sigma*len2/2
│   ├── sigma4 = sigma*len3/2
│   ├── sigma = 0.3
│   ├── tau = 0.83
│   ├── Zline = 50
│   ├── Zload = 50
│   └── zf0 = sqrt(mu0/eps0)

```

Рисунок 3.1. - Формування вихідних параметрів моделі ЛПДА в САД ФЕКО

При задаванні параметрів диполів їх нумерація змінюється від 0 до $(N-1)$, де N – загальна кількість диполів в LPDA. Всі параметри $d1\dots dN$; $len1\dots lenN$; $rad1\dots radN$; $sigma1\dots sigmaN$ слід задавати послідовно один за одним, як показано на рис. 3.1.

2. Створення диполів.

Для створення диполя відкрити закладку **Construct** основного меню CADFEKO, де в групі команд **Create curve** вибрати **Line** та задати координати положення прямої лінії з номерами від 0 до $(N-1)$, де $N=12$:

- **Start point** (початкова точка): $(dN, -lenN/2, 0)$;
- **End point** (кінцева точка): $(dN, lenN/2, 0)$.

3. Створення провідникових портів в середині кожного диполя

3.1 В основному меню CADFEKO вибрати закладку **Source/Load**, потім в групі команд **Ports** вибрати **Wire port**, де у вікні **Create wire port** задати такі параметри: зліва внизу робочого поля проекту у вікні **Details** вибрати **Wires>Wire1**, після чого у полі **Edge** вікна **Create wire port** з'явиться запис **Line1.Wire1**; далі, для того щоб провідниковий порт розташовувався на вершині, у полі **Place port on:** слід вибрати **Vertex**, а для того щоб він розташовувався посередині провідника, у полі **Location on wire:** слід вибрати **Middle**. Завершується формування провідникового порту командою **Create**.

3.2 Перенумерувати порти з 0.

3.3 До порту активного диполя (#0) додати джерело напруги, для чого в тій же закладці **Source/Load** основного меню CADFEKO в групі команд **Sources on ports** вибрати **Voltage source**, де задати: **Port:** Port#0; 1 В, 0°, 50 Ом, **OK**.

3.4. Встановити частоту моделювання порту активного диполя, для чого в тій же закладці **Source/Load** в групі команд вибрати **Settings**, потім **Frequency**, де задати
або одну (центральну) частоту:

- **Single frequency**;
- **Frequency (Hz):** 47.5e6;

або сітку частот:

- **Linearly spaced discrete points**;
- **Start frequency (Hz):** 35e6;
- **End frequency (Hz):** 60e6;
- **Number of frequencies:** 11.

Задаємо сітку частот, після чого в закладці **Configuration** з'являться відповідні записи (рис. 5).

4. Живлення диполів ЛПДА

Живлення диполів ЛПДА реалізується з допомогою невідпромінюючої лінії передачі шляхом з'єднання диполів з фрагментами невідпромінюючих ліній передачі. Невідпромінююча лінія живлення диполів ЛПДА складається з елементів **TransmissionLineN** та навантаження **GeneralNetwork1** і наведена на рис. 3.2.

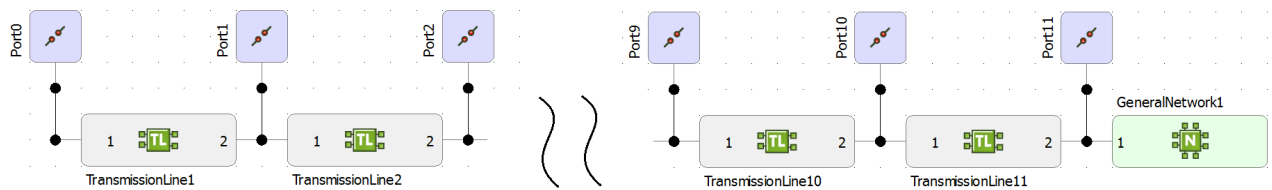


Рисунок 3.2. - Живлення диполів ЛПДА з допомогою лінії передачі з навантаженням

4.1 Для цього в закладці **Source/Load** основного меню CADFEKO в групі команд **Loads/networks** вибрати елемент **TX line**, де у вікні його налаштувань **Add transmission line** задати такі параметри:

- **Definition method:** Z_0 , length, attenuation
- **Transmission line length:** σN (на першому кроці взяти σ_0)
- **Real part of Z_0 (Ohm):** Z_{line}
- **Imaginary part of Z_0 (Ohm):** 0
- **Attenuation (dB/m):** 0

• Активізувати опцію **Cross input and output ports**, для того щоб встановити протифазне підключення лінії передачі до диполів.

- Повторити попередні пункти для решти ліній передачі

4.2. Підключити навантаження до лінії передачі та останнього порту, для чого в групі команд **Loads/networks** вибрати елемент **Network**, де у вікні його налаштувань **Modify general network** задати такі параметри (рис. 3.3):

- **Data type:** Y-matrix;
- **Source:** Specify network manually;
- **Number of network terminals:** 1;
- **Admittance parameters** (задати елементи Y-матриці): $Y_{11}=1/Z_{load}$;
 $Y_{12}=0$.

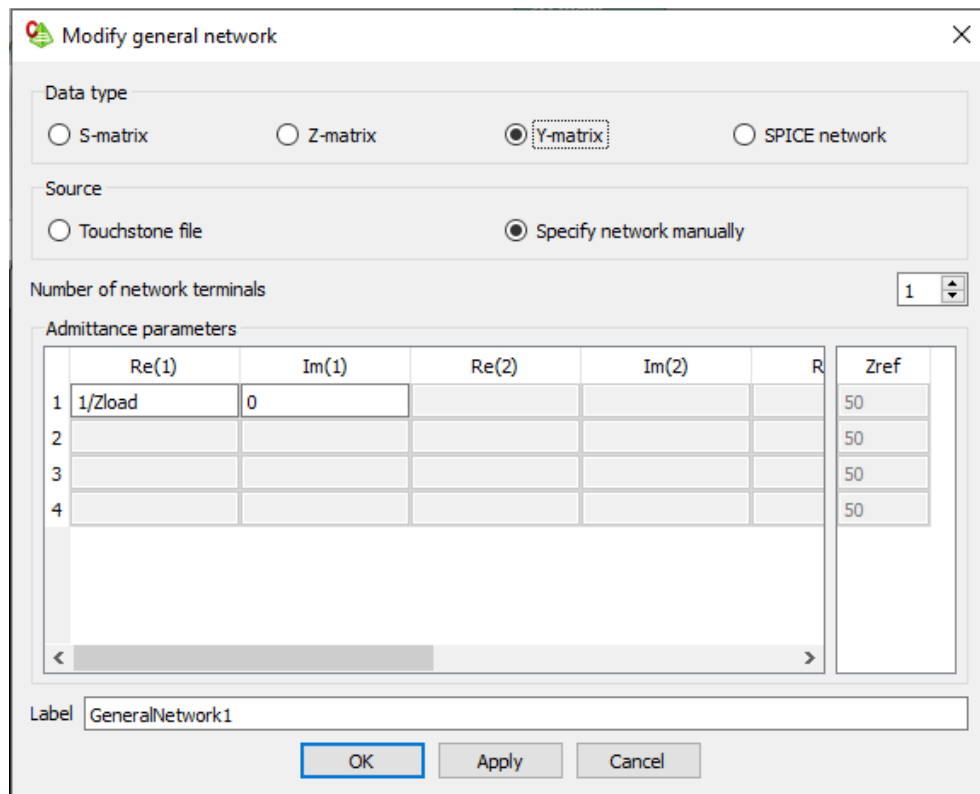


Рисунок 3.3 - Створення навантаження диполів в лінії передачі

5. Задання радіусу провідників

Для кожного з диполів у вигляді провідників задати їх радіус, для чого зліва від проекту у вікні **Construction** для кожного диполя вибрати відповідний провідник **LineN**, потім у вікні **Details** вибрати **WireN** і ПКМ вибрати **Properties**, після чого відкриється діалогове вікно **Edge Properties**. Перейти на закладку **Properties**, де задати такі параметри:

- Активізувати опцію **Local wire radius**;
- **Radius**: radN (з номерами від 0 до 10);
- **Medium**: Perfect electric conductor.

6. Сегментація моделі ЛПДА.

Для переходу від геометричної моделі до її дискретизованого зображення для ЕД моделювання, в FEKO Solver створюється сітка моделі.

7. Завдання на моделювання.

Задати розрахунок поля в вертикальній площині при зміні кута місця $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ з кроком $\theta=2^\circ$ при $\varphi=0^\circ$ (рис. 3.4). Для цього в закладці головного меню **Request** в групі команд **Solution request**, вибрати **Far field**, де у вікні **Request Far field** задати такі параметри:

- **Vertical cut (UN plane)**
- **Start θ : -180 End θ : 180**

- **Increment θ :** 2 град.
- **Create.**

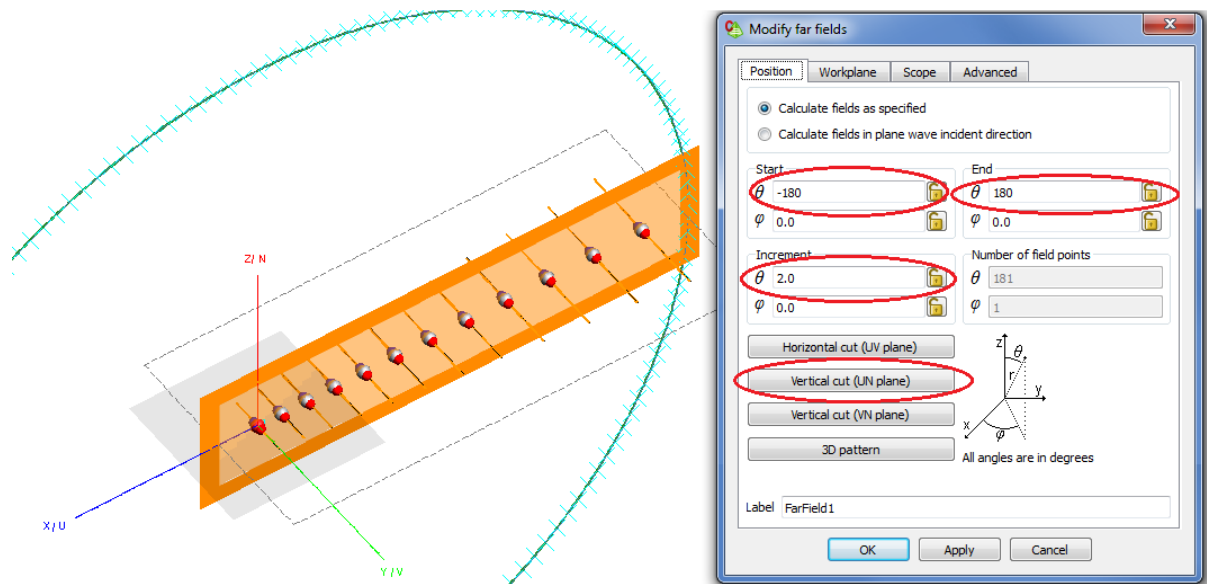


Рисунок 3.4 - Завдання на розрахунок поля в вертикальній площині

8. Моделювання ЛПДА в FEKO solver.

Для обробки результатів моделювання перейти в **POSTFEKO**. Обробка результатів моделювання виконується шляхом побудови відповідних графіків:

8.1. Графік кутової залежності коефіцієнта підсилення (у дБ) у вертикальному перерізі ДН на заданій частоті в полярній СК.

Для цього у вкладці **Results** в лівій частині екрану у вибрати **FarField1**, де ПКМ послідовно вибрати команди **Add to new** та **Polar graph**, після чого буде відкрите вікно **Polar graph1** з відповідним графіком в полярній СК.

В правій частині вікна (рис. 3.5) в меню властивостей графіка встановити завдання на побудову відповідної залежності (коефіцієнта підсилення), для чого вибрати:

- **Independent Axis (Angular):** **Theta** (від кута θ),
- **Fixed: Frequency (in range)**
- **Quantity: Gain, Total, dB.**

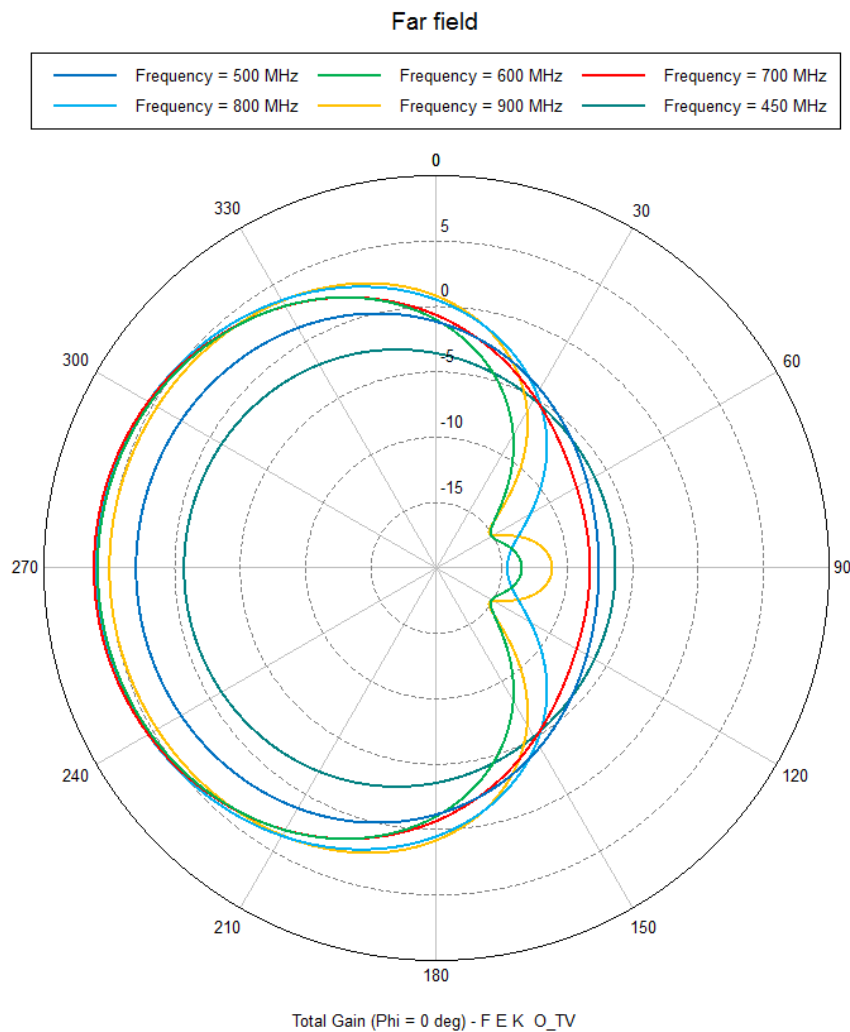


Рисунок 3.5 - ДН ЛПДА в азимутальній площині полярної СК при різних частотах

8.2. КП антени з 3D виглядом антени. Для цього в лівій частині екрану на вкладці **Results** (рис.11) вибрати **FarField1**, де ПКМ послідовно вибрати команди **Add to new** та **3D view**. Властивості на побудову графічної залежності встановити такі ж, як для попереднього випадку. Результат показано на рис. 3.6.

8.3 Частотна залежність КСХН. Для цього в лівій частині екрану на вкладці **Results** вибрати **VoltageSource1**, потім ПКМ послідовно вибрати команди **Add to new** та **Cartesian graph**, після чого буде відкрито вікно **Cartesian graph1**.

У вікні властивостей графічної залежності встановити:

- **Independent Axis (Horizontal): Frequency;**
- **Quantity: VSWR.**

Зображення частотної залежності КСХН показано на рис. 3.7.

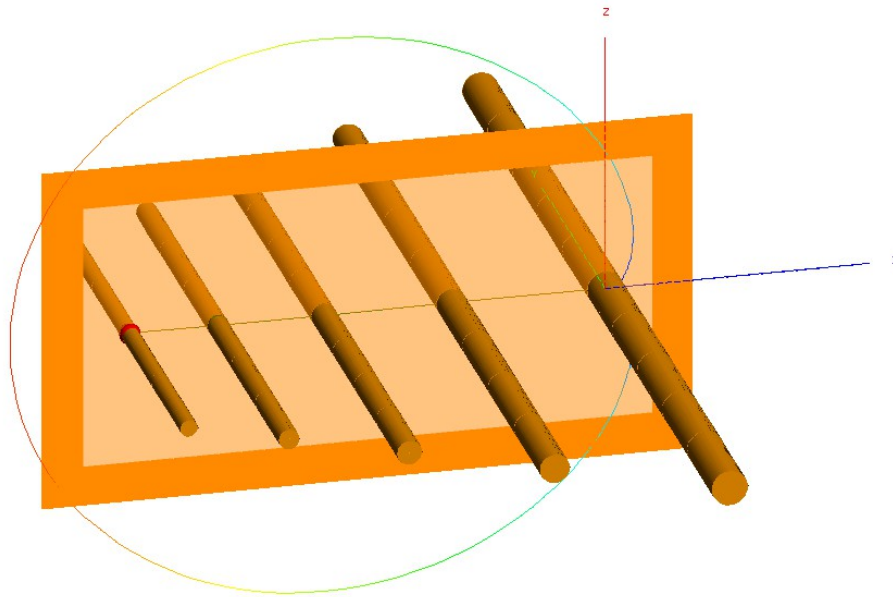


Рисунок 3.6 – Коефіцієнт підсилення ЛПДА (в дБ)

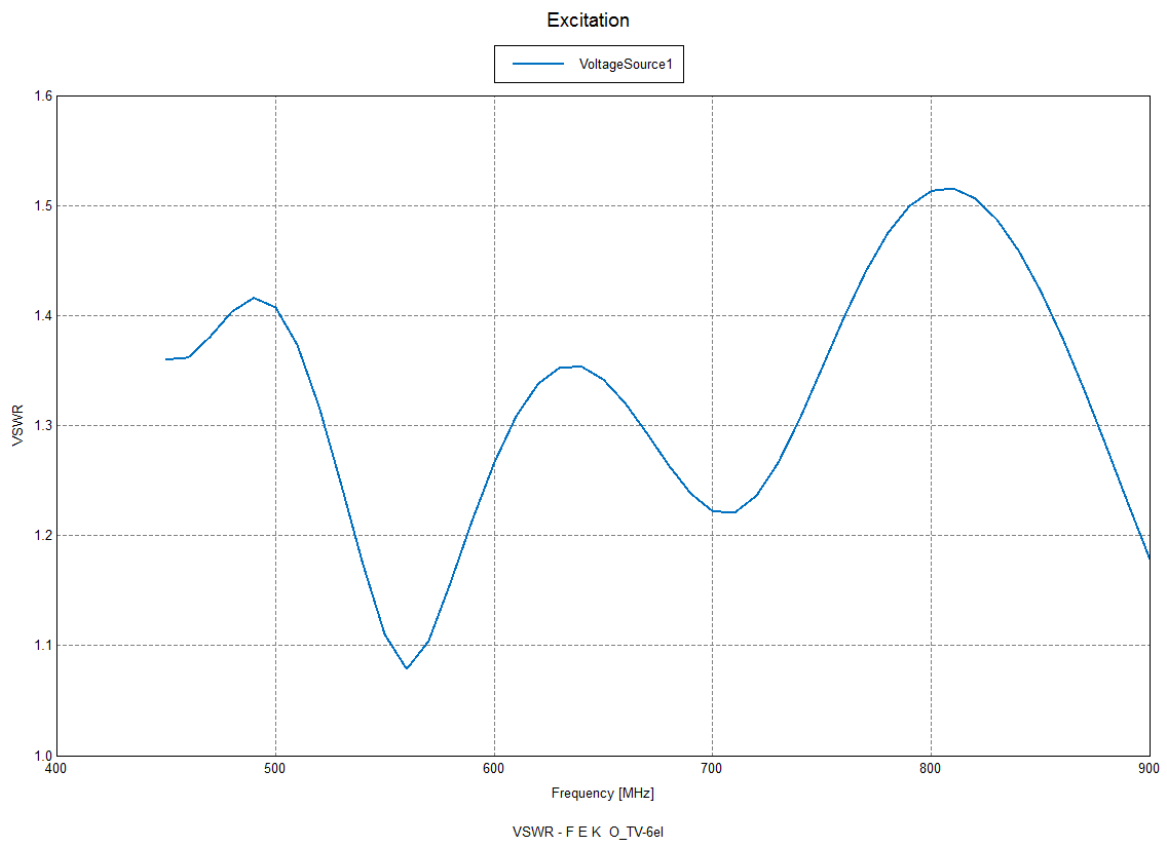


Рисунок 3.7 - Частотна залежність КСХН ЛПДА

8.4. Частотна залежність коефіцієнта підсилення (у дБ) у вертикальному перерізі ДН в напрямку максимального випромінювання. Для цього на вкладці **Results** вибрати пункт **FarField1**, потім ПКМ відкрити спадаюче меню і вибрати команди **Add to new** та **Cartesian graph**, після чого буде

відкрито вікно **Cartesian graph2**, де у вікні властивостей графічної залежності встановити:

- **Independent Axis (Horizontal): Frequency;**
- **Fixed: Theta=90°, Phi=0°.**
- **Quantity: Gain, Total, dB.**

Зображення частотної залежності КУ показано на рис. 3.8.

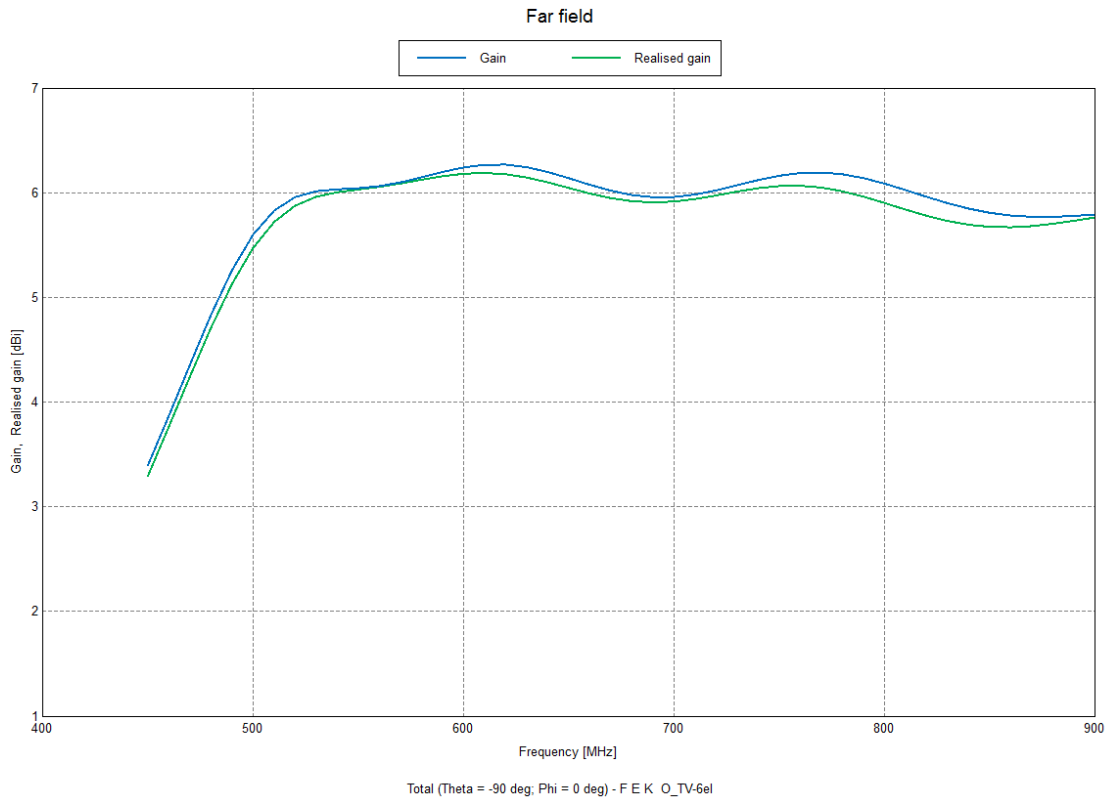


Рисунок 3.8 - Частотна залежність коефіцієнта підсилення ЛПДА

Як видно з результатів моделювання ДН (рис. 3.5), на всіх частотах діапазону ширина ДН становить 60-80 град, що задовольняє умовам прийому

Як видно з результатів моделювання частотної залежності КСХН (рис. 3.7) даної ЛПДА, то в досліджуваному діапазоні частот від 450 МГц до 900 МГц КСХН не перевищує значення значення $КСХН \leq 1.5$. Найгірше значення становить $КСХН = 1.5$ на частоті 800 МГц.

Як видно з результатів моделювання частотної залежності КП (рис. 3.8) даної ЛПДА, то в досліджуваному діапазоні частот від 520 МГц до 900 МГц КП має значення значення біля 6 дБі. Найгірші значення КП від 1 до 6 дБі спостерігається на частотах від 450 до 520 МГц.

Висновки по розділу 3

1. Результати комп'ютерного моделювання засобами САД FEKO ЛПДА діапазону 450-900 МГц демонструють такі параметри антени:

- коефіцієнт підсилення у смузі частот близько 6 дБі;
- КСХН антени не більше 1,5 при живленні лінією з хвильовим опором 50 Ом в робочій смузі частот;
- ширина ДН в азимутальній площині становить 60-80 град на всіх частотах діапазону.

2. Результати проведених досліджень підтверджують можливість створення ЛПДА діапазону 450-900 МГц для роботи в якості приймальної антени в складі приймальної системи ЦТ DVB-T2.

Розділ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЛПДА ДЛЯ ЦТ

4.1. Дослідження частотних залежностей модуля коефіцієнта відбиття і КСХН ЛПДА антени

В цьому розділі наведені результати експериментального дослідження частотних залежностей модуля коефіцієнта відбиття і КСХН дослідного зразка спроектованої 6- елементної ЛПДА антени, яку можна використовувати для прийому сигналів ЦТ стандарту DVB-T2 у діапазоні частот 450-900МГц.

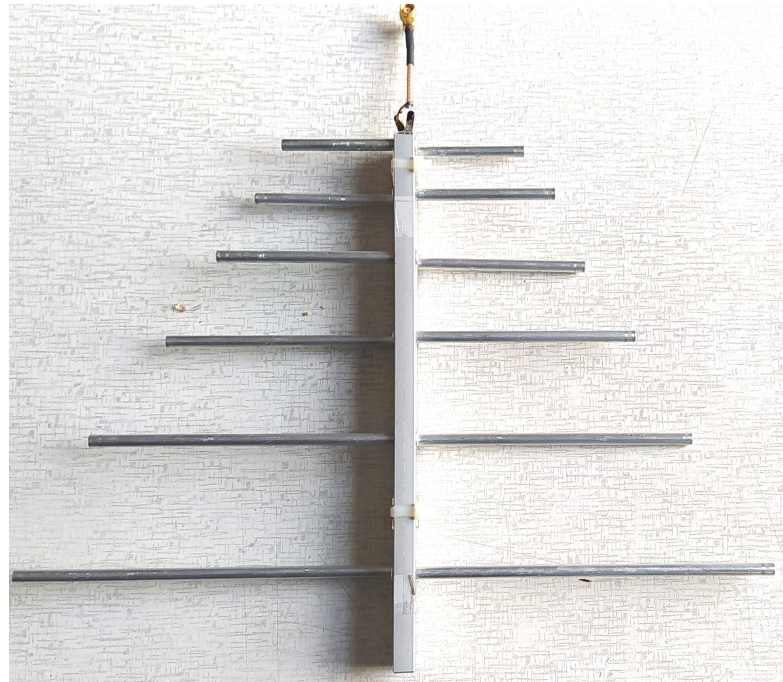


Рисунок 4.1 – Загальний вигляд дослідного зразка ЛПДА антени

Експериментальний зразок ЛПДА був розроблений для прийому сигналів ЦТ стандарту DVB-T2 у діапазоні частот 450-900МГц на основі розрахованої та спроектованої засобами **CAD FEKO** геометрії.

З допомогою векторного аналізатора Rohde&Schwarz ZVR 9 kHz-4 GHz досліджено частотну залежність коефіцієнта відбиття s_{11} КСХН і комплексний вхідний опір спроектованої ЛПДА антени. Результати

досліджень S_{11} наведено на рис. 4.2, частотна залежність КСХН наведено на рис. 4.3, а комплексний вхідний опір на діаграмі Смита – на рис. 4.4.

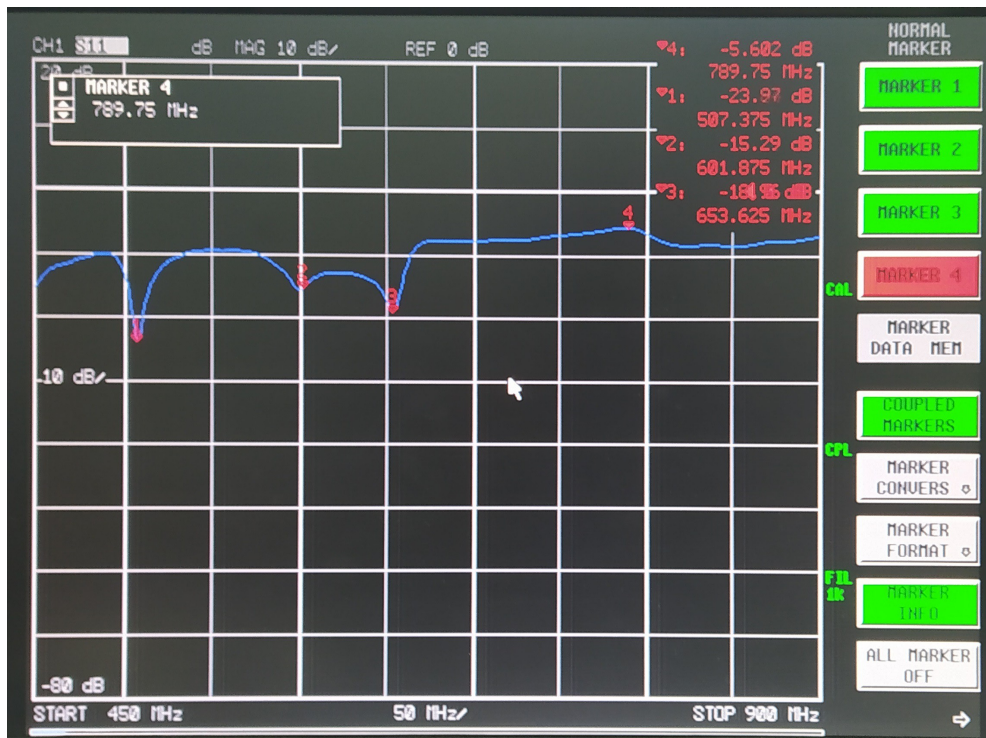


Рисунок 4.2 – Частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ експериментального зразка ЛПДА

Як видно з отриманих експериментальних результатів (рис. 4.2), частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ ЛПДА становить $|S_{11}| \leq -10$ dB майже у всьому досліджуваному діапазоні частот від 450 МГц до 665 МГц. Лише в смузі частот від 665 МГц до 900 МГц $|S_{11}|$ досягає значень $\approx -5.6 \dots -8$ dB. Найгірше значення $|S_{11}| = -5.6$ dB на частоті 790 МГц. Таким чином, досліджуваний коефіцієнт відбиття $|S_{11}|$ ЛПДА добре узгоджується з результатами моделювання в САД ФЕКО [11].

Як видно з отриманих результатів експериментальних досліджень частотної залежності КСХН (рис. 4.3) даної ЛПДА, то в досліджуваному діапазоні частот від 450 МГц до 665 МГц КСХН не перевищує значення значення КСХН ≤ 2 . В смузі частот від 665 МГц до 900 МГц КСХН має гірші значення КСХН $\geq 2 \dots 3$. Найгірше значення становить КСХН = 3.2 на частоті 790 МГц.

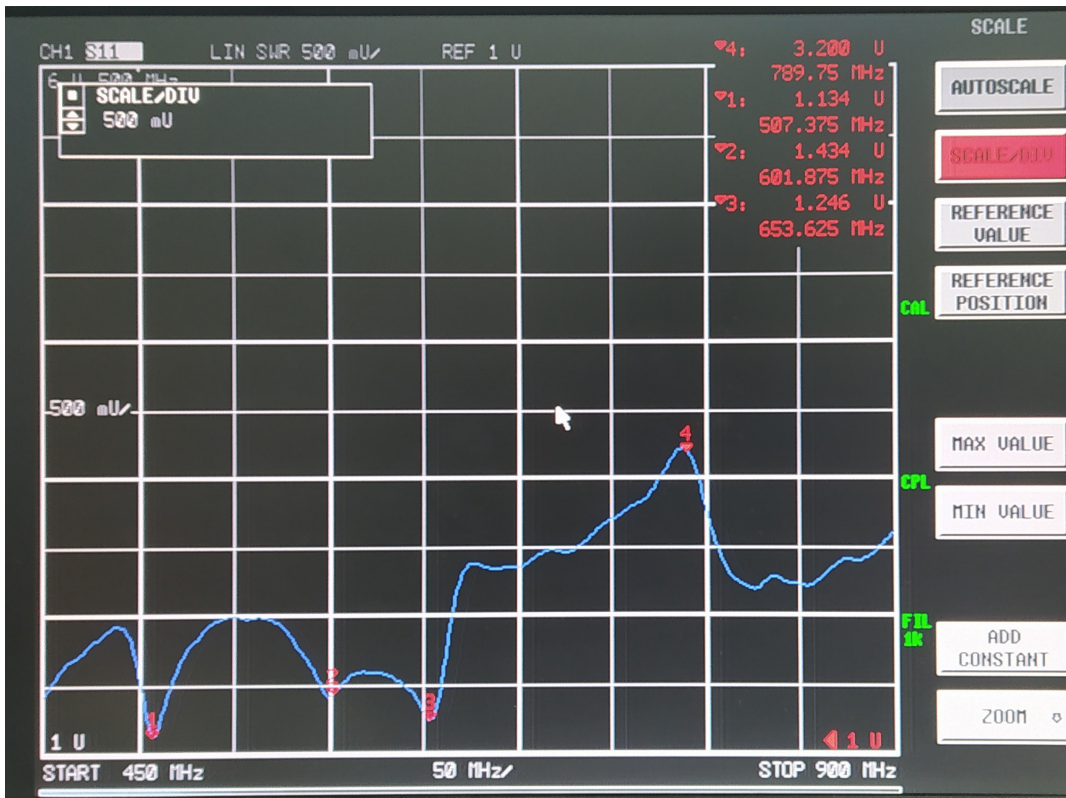


Рисунок 4.3 – Частотна залежність КСХН експериментального зразка ЛПДА

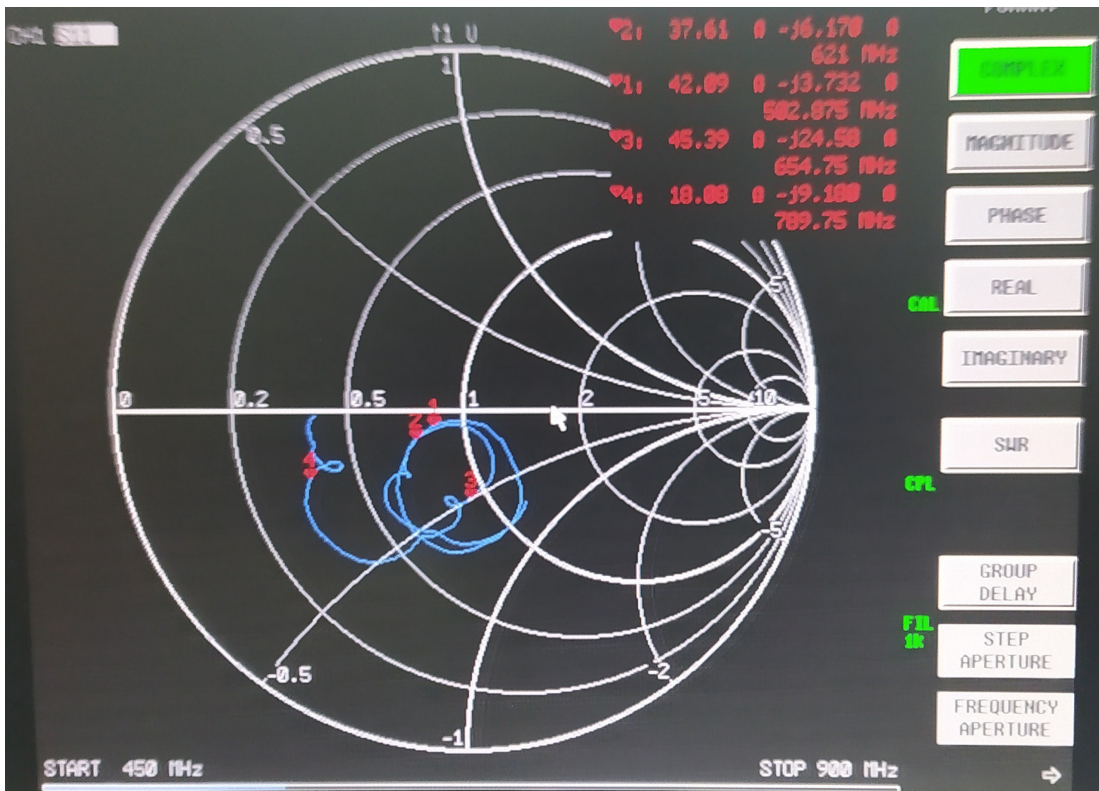


Рисунок 4.4 – Комплексний вхідний опір експериментального зразка ЛПДА на діаграмі Сміта

Як видно з отриманих експериментальних досліджень (рис. 4.3) найкращий КСХН=1.13 на частоті 510 МГц та КСХН=1.25 на частоті 653 МГц. Виміряні КСХН антени ЛПДА добре узгоджуються з результатами моделювання в САД ФЕКО [11].

Проведемо оцінку допустимого відхилення $\Gamma_{\text{н}}$ від, для чого знайдемо

згідно (2.7) допустиму величину коефіцієнта відбиття $\Gamma_{\text{н}}$:

$$|\Gamma_{\text{н}}| \leq \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3}.$$

Припустимо, що реактивна складова вхідного опору $X_{\text{вх}} = 0$, тоді

$\Gamma_{\text{н}} = R_{\text{вх}}$, тобто вхідний опір чисто активний. При цьому для $R_{\text{вх}}$ отримаємо:

$$\frac{R_{\text{вх}}}{Z_{\text{в}}} \leq \frac{1+1/3}{1-1/3} \leq 2$$

Таким чином, при КСВН < 2 в лінії живлення з антеною, вхідний опір антени може відхилитися від хвильового опору кабелю не більше ніж в 2 рази (що еквівалентно відбиттю в напрямку генератора $\Gamma_{\text{н}}^2 \approx 10\%$ потужності).

Ці результати добре узгоджуються з результатами експериментальних досліджень комплексного вхідного опору експериментального зразка ЛПДА, які наведені на рис. 4.4. З рис.4.4 визначено вхідний опір антени, який становить $Z_{\text{вх}} = 42.1 - j 3.7$ Ом (КСХН=1.13) на частоті 510 МГц; $Z_{\text{вх}} = 37.61 - j 6.17$ Ом (КСХН=1.13) на частоті 621 МГц; $Z_{\text{вх}} = 42.1 - j 3.7$ Ом (КСХН=1.25) на частоті 653 МГц і найгірше узгодження при $Z_{\text{вх}} = 18 - j 9$ Ом

(КСХН=3.2) на частоті 790 МГц. Як видно при $R_{\text{вх}} \geq 2 \cdot Z_{\text{вх}}$ (тобто на частоті 790 МГц, де $R_{\text{вх}} = 18 \text{ Ом}$) КСХН=3.2.

4.2. Дослідження коефіцієнта підсилення ЛПДА антени

При вимірюванні коефіцієнта підсилення (КП) антени використовувався метод порівняння (заміщення), який полягає в порівнянні КП досліджуваної антени з КП еталонної антени. Схема вимірювальної установки показана на рис. 4.5.

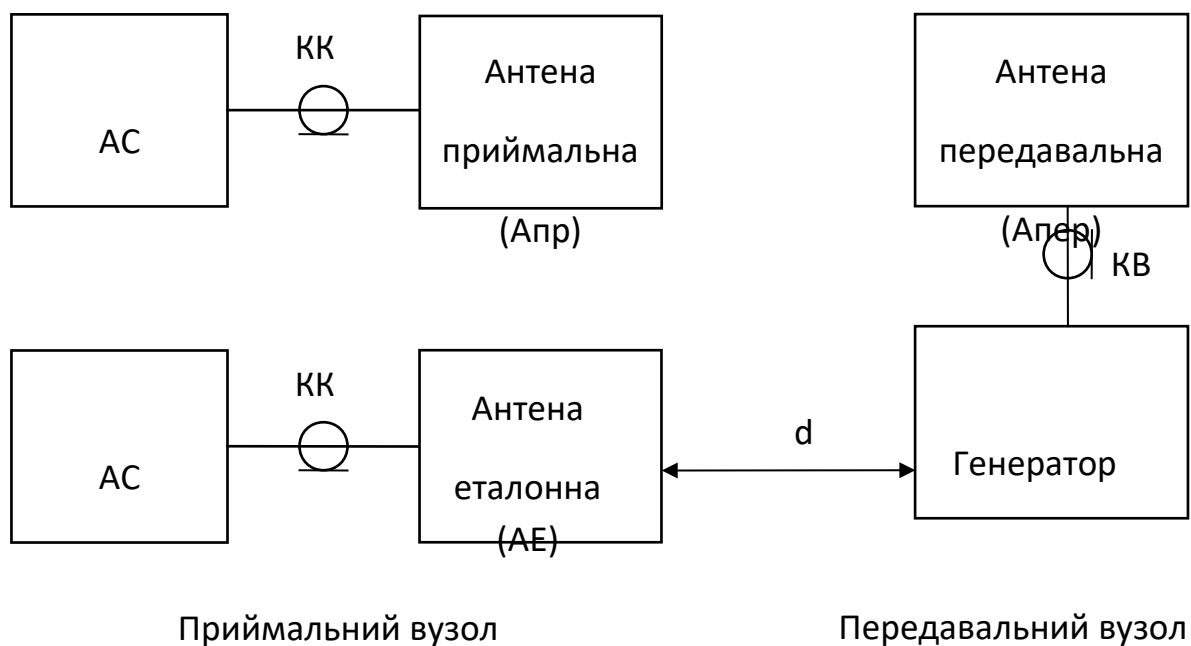


Рисунок 4.5 – Схема вимірювальної установки КП

До складу передавального вузла входить генератор, що перестроюється по частоті в необхідних межах, і передавальна антена, які з'єднані між собою коаксіальним кабелем (КК).

Приймальний вузол складається з антени еталонної (АЕ) і підключеного до неї за допомогою коаксіального кабеля (КК) аналізатора спектра (АС). Напруженість електричного поля в місці розташування приймального вузла визначається вихідною потужністю генератора, коефіцієнтом посилення передавальної антени, загасанням передавального хвилеводу і втратами на трасі поширення довжиною d . Потужність сигналу залежить від напруженості поля в місці прийому, а також від коефіцієнта підсилення антени еталонної (АЕ) і антени приймальної (АПр).

Таким чином, за рівнем сигналів, вимірюваних антеною еталонною (АЕ) і антеною приймальною (АПр) і з урахуванням відомого коефіцієнту підсилення антени еталонної (АЕ) можна визначити коефіцієнт підсилення досліджуваної антени. Такі вимірювання виконуються на частотах робочого діапазону досліджуваної антени. Значення коефіцієнта підсилення досліджуваної антени, отримані для декількох частотних точок і при обробці результатів апроксимуються.

Для експериментального дослідження ДН антени та її КП використані такі прилади:

1. Генератор Г4-194, робочий діапазон 2-8.3 ГГц;
2. Аналізатор спектру USB-SA44B від Signal Hound, робочий діапазон до 4 ГГц;

Вимірювання КП антени проведено в умовах лабораторії площею $20 \times 10 \text{ м}^2$, відстань між передавальним і приймальним вузлами становить близько 10 м. Стіни лабораторії, стеля (висота приміщення близько 6 м) і підлога – залізобетонні. В ході підготовки вимірювань проведена установка антен передавального і приймального вузлів по азимуту. Всі антени, що були використані у експерименті, встановлені на одній висоті над поверхнею підлоги (1,8 м).

В ході вимірювань змінювалася частота генератора, а за допомогою аналізатора спектра – рівень сигналу на виході еталонної і вимірюваної антен. Результати вимірювання та розрахунку КП проведені за формулою

$$G_{вим} [dBi] = G_{ет} [dBi] - P_{ет} [dBm] + P_{вим} [dBm] \quad (4.1)$$

і наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати вимірювань КП антени

f , MHz	450	500	550	600	650	700	750	800	850	900	950
$P_{ген}$, dBm	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6
$P_{ет}$, dBm	-51	-46	-54	-41	-38	-36	-40	-54	-52	-49	-49
$P_{вим}$, dBm	-32	-37	-40	-34	-36	-38	-53	-45	-53	-61	-47
$G_{ет}$, dBi	-21	-15,3	-5,14	1,61	1,5	1,4	0,49	-0,45	0,53	1,47	1,45
$G_{вим}$, dBi	-2	-6,3	8,86	8,61	3,5	-0,6	-12,5	8,55	-0,47	-10,5	3,45

В таблиці 4.1 використані такі умовні позначення:

$P_{ген}$ – вихідна потужність генератора, dBm;

$P_{ет}$ – рівень сигналу, прийнятий антеною еталонною, dBm;

$P_{вим}$ – рівень сигналу, прийнятий антеною вимірювальною, dBm;

$G_{ет}$ – КП еталонної антени щодо ненаправленого випромінювача, dBi;

$G_{вим}$ – КП вимірюваної антени щодо ненаправленого випромінювача, dBi.

Частотні залежності КП антени наведені на графіку рис.4.6.

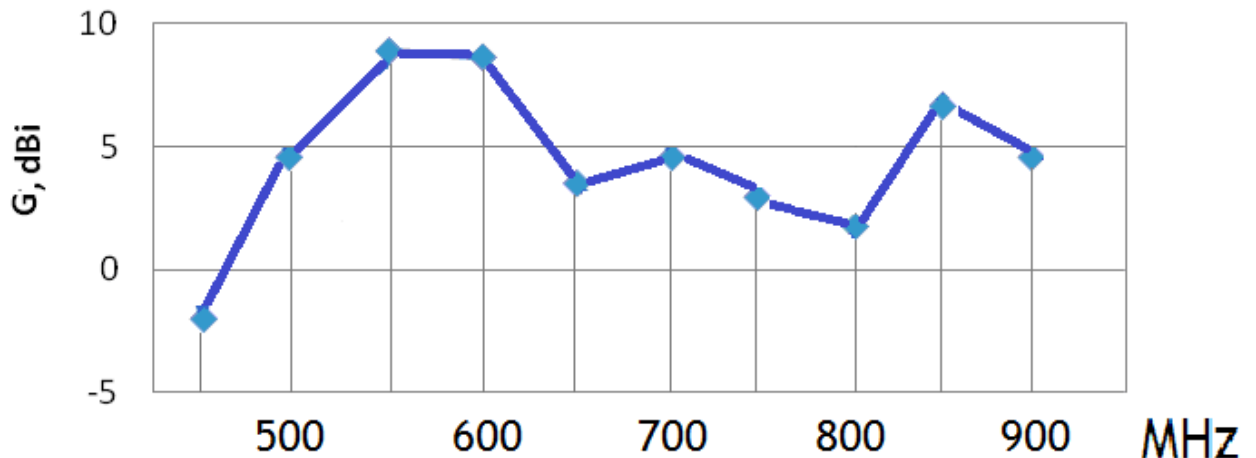


Рисунок 4.6 – Частотна залежність КП вимірювальної антени

Коефіцієнт підсилення у смузі частот становить 7,2 дБі в смузі від 450 МГц до 600 МГц і не менше 3,2 дБі в смузі 650 МГц 800 МГц. Результати експерименту КП відрізняються дещо в гіршу сторону від результатів комп'ютерного моделювання засобами САД ФЕКО, що можна пояснити так:

1. Стрибки значень КП ЛПДА від частоти (рис.3.14) можна пояснити впливом невідомого матеріалу підлоги у лабораторії у місці проведення експерименту (скоріше всього це залізобетон).

2. Стрибки значень КП антени можна пояснити також недостатньою точністю юстировки передавальної, приймальної та еталонної антен.

3. Для зменшення впливу матеріалу підлоги та умов юстировки антен на характеристики КП досліджуваної антени в смузі частот, вимірювання таких характеристик доцільно проводити у безеховій камері.

Висновки до розділу 4

Результати проведених експериментальних досліджень частотної залежності коефіцієнта відбиття (S_{11}), КСХН, комплексного вхідного опору і коефіцієнта підсилення спроектованої ЛПДА антени дозволяють стверджувати, що розроблений зразок ЛПДА має такі технічні характеристики:

- робочий діапазон частот 450 - 900 МГц;
- коефіцієнт підсилення у смузі частот не менше, 3.2 дБі;
- КСХН випромінювача антени не більше 3,2 при живленні лінією з хвильовим опором 50 Ом;
- габаритні розміри: 360 x 290 x 28 мм (без елементів кріплення).

Таким чином, результати проведених досліджень підтверджують можливість використання конструкції ЛПДА діапазону 450-900 МГц для роботи в якості приймальної антени в складі приймальної системи ЦТ DVB-T2.

ВИСНОВКИ

У роботі виконано дослідження можливості створення побутової антени для прийому сигналів цифрового телебачення. При проектуванні антени для ЦТ важливим є:

- досягнення частотно-незалежних властивостей у смузі 450 - 900 МГц, виділеній для DVB-T2
- досягнення високих спрямованих властивостей (коефіцієнта підсилення, КСД) у разі знаходження приймача у зоні невпевненого прийому (на відстанях понад 50 км);
- досягнення високого ККД перетворення задля збору максимальної потужності,
- просторова фільтрація ДН задля придушення завад і небажаних сигналів від різних РЕЗ у робочій смузі частот.

Звідси важливою вимогою, що висувається до антен ЦТ - це сталість електричних характеристик в заданій смузі частот, що може досягатися за рахунок застосування частотно-незалежних антен. Тому використання логоперіодичної дипольної антени (ЛПДА) для роботи в якості приймальної антени в складі приймальної системи ЦТ DVB-T2 є цілком можливим.

ЛПДА реалізована як антенна решітка, що складається з паралельних диполів, підключених до двопровідної лінії живлення.

Обґрунтовано параметри приймальної ЛПДА на основі

- попереднього розрахунку геометріїї наближеним методом Керрела;
- моделюванням засобами CAD FEKO та
- проведенням екпериментальних досліджень частотної залежності коефіцієнта відбиття (s_{11}), КСХН, комплексного вхідного опору і коефіцієнта підсилення спроектованої ЛПДА антени.

В результаті комп'ютерного моделювання засобами CAD FEKO отримано такі параметри ЛПДА:

- коефіцієнт підсилення у смузі частот 450 - 900 МГц становить близько 6 дБі;
- КСХН антени не більше 1,5 при живленні лінією з хвильовим опором 50 Ом в робочій смузі частот 450 - 900 МГц;

– ширина ДН в азимутальній площині становить 60-80 град в усьому діапазоні частот.

З допомогою векторного аналізатора Rohde&Schwarz ZVR 9 kHz-4 GHz досліджено частотну залежність коефіцієнта відбиття, КСХН і комплексний вхідний опір спроектованої ЛПДА антени. Для дослідження коефіцієнта підсилення ЛПДА використовувався метод прямого вимірювання рівня сигналу досліджуваної антени як функції просторових кутів (азимутального і кутомісного).

Розроблений експериментальний зразок ЛПДА має такі характеристики:

- робочий діапазон частот 450 - 900 МГц;
- коефіцієнт підсилення у смузі частот не менше, 3.2 дБі;
- КСХН випромінювача антени не більше 3,2 при живленні лінією з хвильовим опором 50 Ом;

Результати експерименту відрізняються дещо в гіршу сторону від результатів комп'ютерного моделювання засобами САД ФЕКО. Проте отримана конструкція ЛПДА, що складається з шести диполів з габаритними розмірами: 360 x 290 x 28 мм, має задовільні характеристики і задовольняє умовам прийому сигналів ЦТ DVB-T2 .

Таким чином, результати проведених досліджень підтверджують можливість використання конструкції ЛПДА діапазону 450-900 МГц для роботи в якості приймальної антени в складі приймальної системи ЦТ DVB-T2.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Системи цифрового телебачення [Текст]: част. 3 / Конспект лекцій з дисципліни «Телекомунікаційні безпроводові системи», Уклад.: - Київ.:, 2016.- 106 с.
2. Стандарт цифрового телевидення DVB-T2 [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://cyberleninka.ru/article/n/standart-tsifrovogo-televideniya-dvb-t2>. – 10.11.2021 – Загол. з екрану.
3. Карта цифрового телевидення T2 в Харьковской области [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://belyslon.com.ua/karta-pokrytie-t2/pokrytie-t2-v-harkovskoj-oblasti/>. – 10.11.2021 – Загол. з екрану.
4. Антенны [Текст]: Часть 1. / Ю.К. Муравьев, В.П. Серков, Н.П. Гавеля, та ін., під заг. ред. – Ленинград: ВКАС, 1964. – 630 с.
5. Сверхширокополосные антенны [Текст]: / под ред. Бененсона.– М.: «Мир», 1964. –416 с.
6. Шифрин Я.С. Антенны. [Текст]: / Я.С. Шифрин. - Харьков: ВИРТА, 1976. – 408 с.
7. Методичні вказівки до виконання та захисту атестаційної роботи магістра для студентів усіх форм навчання спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» спеціалізації «радіотехніка» / Упоряд.: І.О.Милютченко, А.М. Олейніков. – Харків: ХНУРЕ, 2018. – 52 с.