

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Інститут телекомунікаційних систем  
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра телекомунікацій  
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

До захисту допущено  
В.о. завідувача кафедри

\_\_\_\_\_ Явіся В.С. \_\_\_\_\_  
(підпис) (ініціали, прізвище)  
“ ” \_\_\_\_\_ 2018\_р.

**Магістерська дисертація**  
на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка.  
(код і назва)

спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

на тему: Розробка макету радіорелейної лінії зв'язку терагерцового діапазону з використанням UWB сигналів

Виконав (-ла): студент (-ка) 2 курсу, групи ТЗ-71мп  
(шифр групи)

Вальчук Денис Сергійович \_\_\_\_\_  
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник професор, к.т.н., Наритник Т.М., \_\_\_\_\_  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант \_\_\_\_\_ старший викладач Авдєєнко Г.Л. \_\_\_\_\_  
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент \_\_\_\_\_  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ – 2018\_ рік

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Інститут телекомунікаційних систем

( повна назва )

Кафедра телекомунікацій

( повна назва )

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва)

Спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри

Явіся В.С.

(підпис)

(ініціали, прізвище)

«\_\_» \_\_\_\_\_ 2018 р.

### ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Вальчук Денис Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації: «Розробка макету радіорелейної лінії зв'язку терагерцового діапазону з використанням UWB сигналів»

науковий керівник дисертації

Наритник Теодор Миколайович, професор, к.т.н.

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

затверджені наказом по університету від «\_\_» «\_\_» 2018р. № \_\_\_\_\_

2. Строк подання студентом дисертації \_\_\_\_\_

3. Об'єкт дослідження: радіорелейні лінії зв'язку терагерцового діапазону

4. Предмет дослідження: передача інформаційного сигналу технології Ethernet з використанням UWB сигналів по радіорелейній лінії терагерцового зв'язку.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

1) Аналіз технологій побудови систем бездротового зв'язку в терагерцовому діапазоні;

2) Аналіз ефективності використання UWB сигналів в системах бездротового радіозв'язку ;

3) Розробка структурної схеми макета радіорелейного зв'язку ТГц діапазона та опис принципів її дії;

4) Розробка імітаційної моделі РРЛ зв'язку з використанням UWB сигналів зі швидкістю передачі до 100 Мбіт/с;

5) Розробка експериментального стенда РРЛ ТГц діапазону;

6) Дослідження експериментального стенда РРЛ ТГц з використанням UWB сигналів і розробка рекомендацій з її використання в телекомунікаціях.

6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

7. Орієнтовний перелік публікацій \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

#### 8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Розділ 1	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		
Розділ 2	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		
Розділ 3	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		
Розділ 4	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		

9. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

#### Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Пошук та аналіз літературних джерел з тематики побудови генераторів та приймачів UWB сигналів.	01.09.2017- 30.11.2017	

2	Вибір напрямку подальшого наукового дослідження генераторів та приймачів UWB сигналів.	01.11.2017 — 31.12.2017	
3	Розробка структурної схеми бездротової ТКС з використанням UWB сигналів та опис принципу її дії.	01.01.2018— 28.02.2018	
4	Розрахунок енергетичного бюджету бездротової ТКС на базі UWB сигналів.	01.03.2018 — 30.04.2018	
5	Розробка імітаційної моделі генератору UWB сигналів для передавальної частини бездротової ТКС терагерцового діапазону.	01.05.2018 — 30.07.2018	
6	Розробка імітаційної моделі детектору UWB сигналу бездротової ТКС терагерцового діапазону.	01.08.2018 — 01.12.2018	

Студент

\_\_\_\_\_

(підпис)

\_\_\_\_\_

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

\_\_\_\_\_

(підпис)

\_\_\_\_\_

(ініціали, прізвище)

## РЕФЕРАТ

Обсяг магістерської дисертації складає 124 сторінок, 114 рисунків, 17 таблиці, 33 джерел за списком використаної літератури.

**Мета роботи:** дослідження можливості передавання UWB сигналів по РРЛ ТГц та оцінка спотворень параметрів даного сигналу при передачі.

Розглянуто загальні відомості про терагерцовий діапазон та UWB сигнали.

Проведено розрахунок енергетичного бюджету бездротової ТКС на базі UWB сигналів.

Розроблено структурну схему бездротової ТКС на базі UWB сигналів .

Здійснено імітаційне моделювання електричних схем генератора та приймача UWB сигналів за допомогою САПР AWR Microwave Office та за допомогою Multisim.

**Ключові слова:** терагерцовий діапазон, радіорелейна лінія терагерцового діапазону, UWB сигнали, імітаційна модель, генератор UWB сигналів, приймач UWB сигналів.

## ABSTRACT

The work contains 124 pages, 114 figures, 17 tables and 33 sources have been used.

**Objective:** The research of the transmitting possibility of UWB signals over RRL THz and estimate the distortion of the signal parameters during transmission.

General information about the terahertz range and UWB signals is considered.

The calculation of wireless telecommunications systems based on UWB signals the power budget is made.

A block diagram of a wireless telecommunications systems based on UWB signals is developed.

Signal generator and receiver for UWB signals is simulated using AWR Microwave Office software and Multisim.

**Keywords:** terahertz range, microwave relay of terahertz range, UWB signals, simulation model, UWB signal generator, UWB signal receiver.

**Пояснювальна записка  
до магістерської дисертації**

на тему: \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	11
1 АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЙ, ЯКІ ВИКОРИСТОВУЮТЬСЯ ДЛЯ ПОВУДОВИ СИСТЕМ БЕЗДРОТОВОГО ЗВ'ЯЗКУ ТГЦ ДІАПАЗОНУ	14
<u>1.1</u> Загальна характеристика ТГц діапазону, терміни та визначення ....	14
<u>1.1.1</u> Терагерцові технології в телекомунікація .....	17
<u>1.2</u> Принципи побудови РРЛ .....	18
<u>1.2.1</u> Загальні відомості .....	18
<u>1.2.2</u> Різновиди РРЛ .....	22
<u>1.2.3</u> Принципи радіорелейного зв'язку.....	23
<u>1.2.4</u> План розподілу частот.....	24
<u>1.2.5</u> Загальні відомості про Е-діапазон .....	30
<u>1.3</u> Загальні відомості про UWB сигнали.....	35
<u>1.4</u> Класифікація UWB сигналів.....	38
<u>1.4.1</u> Математична модель надкоротких імпульсів .....	43
<u>1.4.2</u> Математична модель послідовності надкоротких імпульсів ....	44
<u>1.4.3</u> Математична модель коротких радіоімпульсів .....	45
<u>1.4.4</u> Математична модель послідовності коротких радіоімпульсів .	47
<u>1.4.5</u> Сигнали з ортогонально-частотним мультиплексуванням (OFDM) .....	47
<u>1.4.6</u> Математична модель хаотичного радіоімпульса.....	48
<u>1.4.7</u> Імпульси з лінійно-частотною модуляцією .....	49
<u>1.5</u> Аналіз технічних реалій по поширенню РРЛ ТГц діапазону та існуючих технічних рішень по ТГц .....	50
Висновки до розділу 1 .....	52
2 РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИЧНОГО БЮДЖЕТУ БЕЗДРОТОВОЇ ТКС НА БАЗІ UWB СИГНАЛІВ.....	52
<u>2.1</u> Затухання сигналів в атмосфері .....	53
<u>2.1.1</u> Затухання внаслідок поглинання радіосигналу в газах .....	53



<u>2.1.2</u> Затухання внаслідок послаблення радіосигналу гідро метеорами .....	55
<u>2.2</u> Розрахунок енергетичного бюджету.....	56
<u>2.2.1</u> Побудова математичної моделі .....	58
<u>2.2.2</u> Аналіз результатів розрахунку .....	72
Висновки до розділу 2 .....	76
<b>3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ БЕЗДРОТОВОЇ ТКС З ВИКОРИСТАННЯМ UWB СИГНАЛІВ ТА ОПИС ПРИНЦИПУ ЇЇ ДІЇ..</b>	<b>78</b>
<u>3.1</u> Структурна схема та принцип дії передавального тракту РРЛ ТГц	78
<u>3.2</u> Структурна схема та принцип дії приймального тракту РРЛ ТГц..	88
Висновки до розділу 3 .....	88
<b>4 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ГЕНЕРАТОРА ТА ПРИЙМАЧА UWB СИГНАЛУ .....</b>	<b>90</b>
<u>4.1</u> Формування надкоротких імпульсів за допомогою генератору на базі діоду з накопиченням заряду .....	90
<u>4.2</u> Принцип дії діоду із накопиченням заряду.....	91
<u>4.2.1</u> Математична модель заряду в ДНЗ .....	93
<u>4.3</u> Імітаційна модель ДНЗ в САПР AWR Microwave Office .....	96
<u>4.4</u> Імітаційне модулювання UWB приймача за допомогою Multisim	106
<u>4.4.1</u> Структурна схема імітаційної моделі UWB приймача .....	106
<u>4.4.2</u> Формування гаусівського UWB імпульса.....	108
<u>4.4.3</u> Імітаційна модель радіоканалу .....	111
Висновки до розділу 4 .....	120
<b>ВИСНОВКИ .....</b>	<b>121</b>

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- UWB – Ultrawideband – надширокосмуговий
- ТГц – терагерцовий
- ГГц – гігагерцовий
- РРЛ – радіорелейні лінії
- ТВ – телевізійний
- КРС – кінцева радіорелейна станція
- ПРС – проміжна радіорелейна станція
- ВРС – вузлова радіорелейна станція
- МТС – міжміська телефонна станція
- МТА – міжміська телевізійна апаратна
- ММА – міжміська мовна апаратна
- ТЧ – тональна частота
- ТРЛ – тропосферна радіорелейна лінія
- РРС – радіорелейна станція
- МШП – малошумний підсилювач
- ПС – приймальна станція
- МСЕ – Міжнародний союз електрозв'язку
- BPSK – binary phase-shift keying – двохпозиційна фазова маніпуляція
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation – квадратурно-амплітудна модуляція
- QoS – quality of service – якість обслуговування
- TM – time modulated – часова модуляція
- MC – multi-carrier – множинні несучі
- SS – spread spectrum – розширений спектр
- RF – radiofrequency – радіочастотний
- GPS – Global Positioning System – система глобального позиціонування
- IR-UWB – Impulse Radio-UWB – надширокосмугові імпульсні радіосигнали

MB-OFDM – Multiband OFDM – модуляція мультиплексуванням по ортогональним несучим частотам

CRL – Collaborative Research Laboratory – Науково-дослідна лабораторія

SNR – signal-to-noise ratio – Відношення сигнал/шум

QPSK – quadrature phase-shift keying – Квадратурно-фазова модуляція

PXI – PCI eXtension for Instrumentation – платформа для створення автоматизованих контрольно-вимірювальних систем

## ВСТУП

**Актуальність.** В даній роботі розглянуто можливість використання UWB сигналів в безпроводовій лінії зв'язку терагерцового діапазону (130-160 ГГц). Використання терагерцових хвиль в широкому діапазоні частот дозволить побудувати безпроводову лінію високошвидкісного зв'язку. До переваг UWB сигналів можна віднести:

1) складність виявлення сигналів (через їхню малу спектральну щільність), що зменшує вірогідність несанкціонованого доступу до інформації;

2) стійкий зв'язок в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Даний ефект, обумовлений надходженням на приймальну антену як прямого сигналу від передавача, так і сигналів, що відбилися від навколишніх предметів. В результаті відбувається часткове або повне придушення одного променя іншим;

3) висока завадозахищеність. Оскільки UWB-сигнал розподілений в широкому спектрі частот, вплив вузькосмугових перешкод обмеженої потужності на нього виявляється незначним в результаті кореляційної обробки.

4) мала часова тривалість сигналу. Завдяки малій часовій тривалості,

UWB сигнали можуть бути використаними для проведення вимірів з високою точністю;

5) побудова систем позиціонування без прив'язки до систем GPS всередині офісу.

Хоч в останні роки UWB сигнали успішно застосовуються в різних областях науки і техніки, більшу того, сьогодні UWB технології продовжують стрімкий розвиток, про що свідчить як постійне збільшення кількості публікацій, так і появу на ринку відповідних технічних виробів і засобів, проте наразі в широкому вживанні немає прийнятно-передавального тракту терагерцового діапазону, в якому можна було б використати UWB сигнали.

**Мета роботи** – дослідження можливості передавання UWB сигналів по РРЛ ТГц та оцінка спотворень параметрів даного сигналу при передачі.

Задачі, які були поставлені і вирішені для досягнення мети:

- 1) Аналіз технологій побудови систем бездротового зв'язку в терагерцовому діапазоні;
- 2) Аналіз ефективності використання UWB сигналів в сенсорних мережах та системах радіомовлення;
- 3) Розробка структурної схеми макета радіорелейного зв'язку ТГц діапазону та опис принципів її дії;
- 4) Розробка імітаційної моделі РРЛ зв'язку з використанням UWB сигналів зі швидкістю передачі до 100 Мбіт/с.
- 5) Розробка експериментального стенда РРЛ ТГц діапазону;
- 6) Дослідження експериментального стенда РРЛ ТГц з використанням UWB сигналів і розробка рекомендацій з її використання в телекомунікаціях.

**Об'єкт дослідження:** Радіорелейні лінії зв'язку терагерцового діапазону.

**Предмет дослідження:** Передача інформаційного сигналу технології

Ethernet з використанням UWB сигналів по радіорелейній лінії терагерцового зв'язку

**Новизна роботи:** полягає в тому, що вперше використовується метод передавання сигналу технології Ethernet у вигляді UWB сигналу.

**Практичне значення отриманих результатів.** Результати даної роботи можуть бути використані:

1. Для підвищення скритності передачі інформації та мінімізації можливості її перехоплення.
2. При побудові корпоративно-відомчої захищеної телекомунікаційної мережі.
3. В курсі практичних занять з дисциплін Передавальні та приймальні пристрої або Телекомунікаційні безпроводові системи.

# 1 АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЙ, ЯКІ ВИКОРИСТОВУЮТЬСЯ ДЛЯ ПОБУДОВИ СИСТЕМ БЕЗДРОТОВОГО ЗВ'ЯЗКУ ТГЧ ДІАПАЗОНУ

## 1.1 Загальна характеристика ТГЧ діапазону, терміни та визначення

Терагерцовий діапазон частот (ТГЧ-діапазон) розташовується в області частот, що лежать в межах від міліметрових довжин хвиль до інфрачервоного діапазону. Згідно з рекомендаціями міжнародного союзу електрозв'язку ТГЧ-діапазон займає частоти від 300 ГГц до 3 ТГц (рис.1.1). Проте в найбільш широкій інтерпретації цей діапазон займає область частот від 100 ГГц до 3 ТГц [1].

З іншого боку, відповідно до ГОСТ 24375-80 і рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку ТГЧ-діапазон можна визначити як діапазон частот від 300 ГГц до 3 ТГц (діапазон довжин хвиль від 1 до 0,1 мм). Разом з тим, якщо слідувати стандартам Міжнародної організації зі стандартизації (ISO), ТГЧ-діапазон лежить в області далекого інфрачервоного спектра, межі якого лежать в інтервалі 300 ГГц і 6 ТГц. Таким чином, у визначенні меж ТГЧ-діапазону як з боку нижніх, так і з боку верхніх частот, а також кордонів лежачого поруч далекого інфрачервоного діапазону є неоднозначність[2].

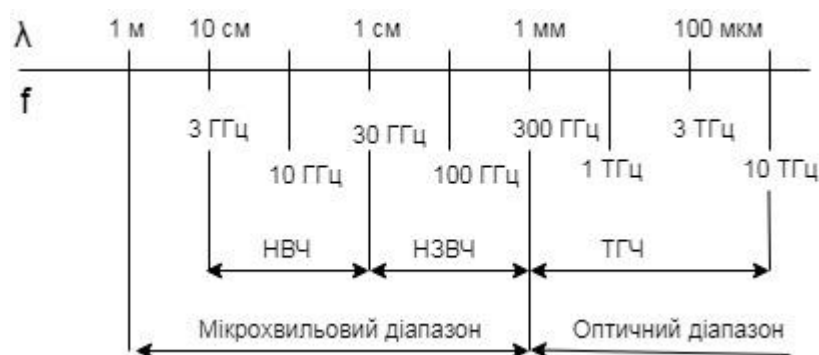


Рис.1.1 Розташування ТГЧ на частотній вісі

ТГЧ-діапазон є областю зближення електроніки та фотоніки, що істотно відрізняються як теоретичною базою, так і технікою генерації,

здійснення прийому і обробки електромагнітних хвиль. Такий дуалізм допускає використання в ТГц-діапазоні гібридних пристроїв обробки сигналу.

Будучи електромагнітними хвилями, властивості і поведінку ТГц випромінювання описується рівняннями Максвелла. Однак, внаслідок специфічного розташування електромагнітного спектра робота з ТГц хвилями стає на порядок складніше, ніж з хвилями в прилеглих областях. Історично дослідження електромагнітних хвиль були розділені на дві великі групи: оптичні і електромагнітні. ТГц хвилі не підпадають повністю під жодну з категорій, так як припущення, що використовуються для роботи з оптичним або електромагнітним діапазонами, не можуть бути застосовні для них.

Прикладом, що демонструє непридатність оптичних і електромагнітних методів є хвилевід; металевий хвилевід, який використовується для передачі мікрохвильового випромінювання не доцільно використовувати через великі втрат в ТГц області, тоді як діелектричний хвилевід і оптичні волокна потерпають від великої дисперсії і високих втрат. Незважаючи на ці труднощі, унікальна природа ТГц хвиль змушує дослідників розробляти цей частотний діапазон для різних застосувань:

– ТГц хвилі мають низьку енергію фотона і, тому, не можуть призводити до фотоіонізації біологічних тканин як у випадку з рентгенівськими променями. В результаті, ТГц хвилі є безпечними як для досліджуваного зразка, так і для самого дослідника. Внаслідок високого коефіцієнта поглинання ТГц випромінювання в воді, ТГц хвилі не можуть глибоко проникати в людське тіло, на відміну від мікрохвиль. Тому якщо ТГц випромінювання і може заподіяти будь-якої шкоди, то область обмежиться лише шкірним покривом;

– у порівнянні з інфрачервоним і видимим випромінюванням, терагерцове випромінювання є довгохвильовим. З цього випливає, що воно менше схильне до розсіювання. Як результат, велика кількість діелектричних

матеріалів, таких як дерево, пластмаса, тканини, папір, прозорі в цьому діапазоні довжин хвиль. Разом з тим довжина випромінювання мала настільки, щоб отримувати субмікронних просторову роздільну здатність з використанням випромінювання, що вільно поширюється в просторі;

– існує принципова можливість детектування терагерцового випромінювання в часовій області. Іншими словами, може бути виміряна, як фаза, так і амплітуда поля. Це дає можливість робити вимірювання внесених досліджуванним об'єктом зрушень фаз і, таким чином, проводити дослідження швидкоплинних процесів з можливістю їх управління.

Одним з головних завдань ТГц технологій є реалізація ефективного джерела випромінювання. Було розроблено два основних напрямки в питаннях генерації ТГц випромінювання: широкосмугові (імпульсні) і вузькосмугові (безперервні) джерела. Більшість джерел широкосмугового ТГц випромінювання ґрунтується на генерації шляхом збудження матеріалів надкороткими лазерними імпульсами, з використанням таких механізмів, як оптична ректифікація в нелінійної середовищі, прискорення носіїв в фотопровідних антенах і поверхневого струму в напівпровідниках[3].

Терагерцовий діапазон частот завдяки своїм особливостям, може використовуватись в різних областях: фізики, хімії, біології, медицини, безпеки.

Сфери використання терагерцових хвиль:

1) системи телекомунікацій та зв'язку:

- в транспортних мережах мобільного зв'язку наступних поколінь;
- в телерадіомовленні;
- в міжсупутниковому зв'язку;
- в радарях та в радіолокації ближньої дії;
- в радіорелейних системах прямої видимості;
- в комунікації однієї будівлі, зокрема, в бездротовій версії USB 3.0;
- в сканерах аеропортів;

2) системи виявлення та розпізнавання об'єктів;



- 3) системи контролю якості харчових продуктів;
- 4) системи діагностики в медицині.

### **1.1.1 Терагерцові технології в телекомунікація**

В телекомунікаціях терагерцові технології можуть використовуватися наступним чином[1]:

- в транспортних мережах мобільного зв'язку наступних поколінь;
- в телерадіомовленні;
- в міжсупутниковому зв'язку;
- в радарях та в радіолокації ближньої дії;
- в радіорелейних системах прямої видимості;
- в комунікації однієї будівлі, зокрема, в бездротовій версії USB 3.0;
- в сканерах аеропортів.

Доцільним може бути використання терагерцової технології у стратосферних системах зв'язку. Дана концепція використання стратосферних систем зв'язку останнім часом привертає все більше й більше уваги. Принцип роботи стратосферних систем зв'язку полягає в тому, щоб розмістити приймально-передавальне обладнання без пілотних стратосферних платформах. В якості таких платформ можуть використовуватися повітряні кулі, дрони, дирижаблі і т.ін., які повинні летіти на висоті 18-25 км, що не заважає цивільній авіації. На таких висотах швидкість вітру є досить низькою, а густина повітря є в рази нижчою, ніж в приземному шарі. Використання стратосферних систем зв'язку дає свої значні переваги, основною з яких є підвищений кут огляду, що забезпечується стратосферною платформою порівняно із наземним відповідником.

Для забезпечення зв'язку із стратосферною станцією доцільно використовувати системи терагерцового діапазону, оскільки це дає ряд значних переваг, а саме:

- слабка завантаженість даного діапазону;

- можливість виділення широких смуг частот (до 5 ГГц і більше);
- спрощена процедура виділення частот у багатьох країнах світу;
- істотне зниження габаритів антенних систем, які забезпечують при цьому формування вузької діаграми на прямлності.

Широке впровадження стратосферних телекомунікаційних систем зв'язку дає дуже великі можливості у застосуванні: для забезпечення зв'язку в мережах загального користування, для оперативного зв'язку у військових цілях, для забезпечення зв'язку у зонах, що постраждали від стихійного лиха.

## 1.2 Принципи побудови РРЛ

### 1.2.1 Загальні відомості

Радіорелейні лінії (РРЛ) представляють собою ланцюг приймально-передавальних радіостанцій (кінцевих, проміжних, вузлових), які здійснюють послідовну багаторазову ретрансляцію (прийом, перетворення, посилення і передачу) переданих сигналів[4].

В залежності від виду поширення радіохвиль РРЛ можна розділити на дві групи: прямої видимості і тропосферні.

РРЛ прямої видимості є одним з основних наземних засобів передачі сигналів телефонного зв'язку, програм звукового і ТВ мовлення, цифрових даних і інших повідомлень на великі відстані. Ширина смуги частот сигналів багатоканальної телефонії та ТВ становить кілька десятків мегагерц, тому для їх передачі практично можуть бути використані діапазони тільки дециметрових і сантиметрових хвиль. Крім того, в цих діапазонах майже повністю відсутні атмосферні і промислові перешкоди. Відстань між сусідніми станціями (протяжність прольоту)  $R$  залежить від рельєфу місцевості і висоти підйому антен. Зазвичай його вибирають близьким або рівним відстані прямої видимості  $R_0$ . Для сферичної поверхні Землі з урахуванням атмосферної рефракції.

$$R_0 \cong 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1.1)$$

де  $h_1$  и  $h_2$  – висоти підвісу передавальної і приймальної антен (в метрах). При реальних умовах, в разі мало пересіченій місцевості  $R_0 = 40 - 70$  км при висоті антенних щогл 60-100м.

Комплекс приймально-передавальної апаратури РРЛ для передачі інформації на одній частоті утворює широкосмуговий канал – ствол(радіоствол). Устаткування, призначене для передачі телефонних повідомлень і включає в себе окрім радіоствола модеми та апаратуру об'єднання та роз'єднання каналів, називають телефонним стволом. Відповідний комплекс апаратури для передачі повних ТВ сигналів (разом з сигналами звукового супроводу, а часто і звукового мовлення) називають ТВ стволом. Більшість сучасних РРЛ є багатоствольними. При цьому, крім робочих стволів, можуть бути один або два резервних ствола, а іноді і окремий ствол службового зв'язку. Зі збільшенням числа стволів зростає відповідно і обсяг обладнання (число передавачів і приймачів) на станціях РРЛ.

Частина РРЛ (один з можливих варіантів) умовно зображена на рис.1.2, де безпосередньо відзначені радіорелейні станції трьох типів: кінцева (КРС), проміжна (ПРС) і вузлова (ВРС).

На КРС виробляється перетворення повідомлень, що надходять по з'єднувальним лініям від міжміських телефонних станцій (МТС), міжміських ТВ апаратних (МТА) та міжміських мовних апаратних (ММА), в сигнали, що передаються по РРЛ, а також зворотне перетворення. На КРС починається і закінчується лінійний тракт передачі сигналів[5].

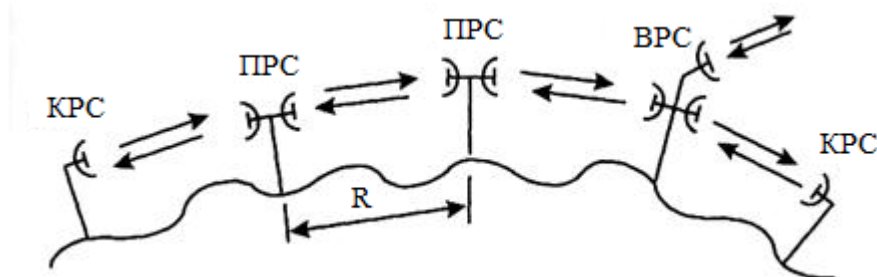


Рис. 1.2. Умовне зображення РРЛ

За допомогою ВРС, потоки інформації розгалужуються і об'єднуються, що передаються по різних РРЛ, на перетині яких і розташовується ВРС. До ВРС відносять також станції РРЛ, на яких здійснюється введення і виведення телефонних, ТВ і інших сигналів, за допомогою яких розташований поблизу від ВРС населений пункт зв'язується з іншими пунктами цієї лінії.

На КРС або ВРС завжди є технічний персонал, який обслуговує не тільки ці станції, але і здійснює контроль і управління за допомогою спеціальної системи телеобслуговування найближчими ПРС. Ділянка РРЛ (300-500 км) між сусідніми ПРС обслуговуються станціями ділиться приблизно навпіл так, що одна частина ПРС входить в зону телеобслуговування однієї ВРС (КРС), а інша частина ПРС обслуговується іншим ВРС (КРС).

ПРС виконують функції активних ретрансляторів без виділення переданих сигналів електрозв'язку та введення нових і, як правило, працюють без постійного обслуговуючого персоналу. Структурна схема ретранслятора ПРС приведена на рис.1.3.

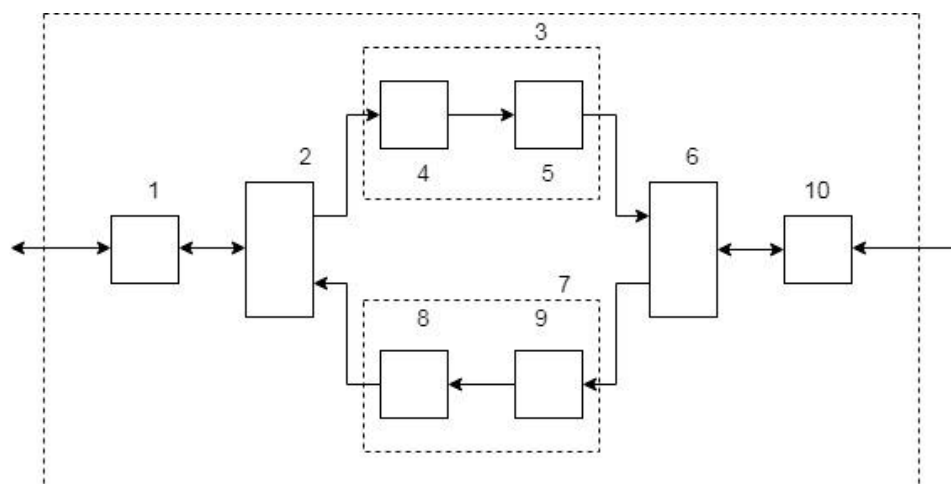


Рис.1.3. Структурна схема одноствольного ретранслятора РРЛ(1, 10 – антени; 2,6 – фідерні тракти; 3,7 – прийомо-передавачі; 4,9 – приймачі; 5,8 – передавачі)

При активній ретрансляції сигналів на ПРС використовують дві антени, розташовані на одній і тій же щоглі. У цих умовах важко запобігти потраплянню частини потужності посиленого сигналу, випромінюваного передавальною антеною, на вхід приймальної антени. Якщо не вжити спеціальних заходів, то зазначена зв'язок виходу і входу підсилювача ретранслятора може привести до його самозбудження, при якому він перестав виконувати свої функції.

Ефективним способом усунення небезпеки самозбудження є рознесення по частоті сигналів на вході і виході ретранслятора. При цьому на ретрансляторі доводиться встановлювати приймачі і передавачі, що працюють на різних частотах. Якщо на РРЛ передбачається одночасно зв'язок в прямому і зворотному напрямках, то число приймачів і передавачів подвоюється, і такий ствол називається дуплексним (див. рис.1.3). У цьому випадку кожна антена на станціях використовується як для передачі, так і для прийому високочастотних сигналів на кожному напрямку зв'язку.

Одночасна робота декількох радіозасобів на станціях і на РРЛ в цілому можлива лише при усуненні взаємовпливу між ними. З цією метою створюються частотні плани, тобто плани розподілу частот передачі, прийому і гетеродинів на РРЛ[6].

Дослідження показали, що в граничному випадку для двостороннього зв'язку по РРЛ (двобічний режим) можна використовувати лише дві робочі частоти  $f_1$  і  $f_2$ . Приклад РРЛ з таким двочастотним планом умовно зображений на рис.1.4, а.

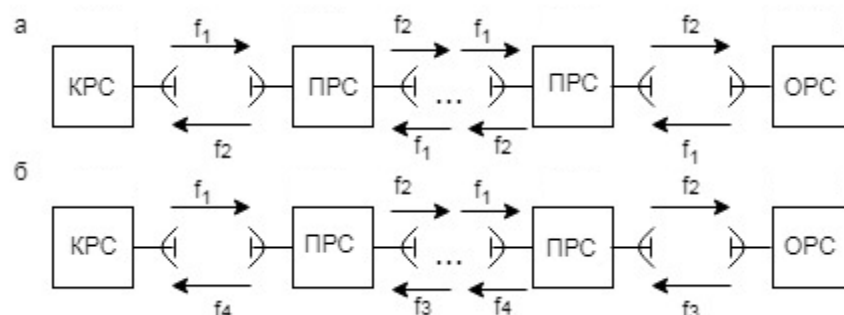


Рис.1.4. Схеми розподілу частот в РРЛ

Чим менше на лінії використовується робочих частот, тим складніше усунути взаємовплив сигналів, які збігаються за частотою, але призначених різним приймачів. Щоб уникнути подібних ситуацій на РРЛ намагаються використовувати антени з вузькою діаграмою спрямованості, з можливо меншим рівнем бічних і задніх пелюсток; застосовують для різних напрямків зв'язку хвилі з різним типом поляризації; розташовують окремі станції так, щоб траса була деяку ламану лінію. Застосування зазначених заходів не викликає складнощів, якщо зв'язок здійснюється в діапазоні сантиметрових хвиль. Тому на РРЛ дециметрового діапазону доводиться розносити частоти прийому на кожній станції. В цьому випадку для прямого і зворотного напрямків зв'язку вибирають різні пари частот  $f_1, f_2$  і  $f_3, f_4$  (чотирьохчастотний план) (рис.1.4, б), і необхідна для системи зв'язку смуга частот зростає вдвічі. Чотирьохчастотний план не вимагає зазначених вище заходів захисту, проте він неекономічний з точки зору використання смуги частот. Число радіостволів, яке може бути утворене в виділеному діапазоні частот, при чотирьохчастотном плані вдвічі менше, ніж при двохчастотному. Для радіорелейного зв'язку в основному використовуються сантиметрові хвилі, тому двочастотний план набув найбільшого поширення.

### 1.2.2 Різновиди РРЛ

РРЛ прямої видимості можна класифікувати за різними ознаками і характеристиками. Розглянемо класифікацію РРЛ по найбільш важливим з них[4]:

- 1) за призначенням розрізняють: міжміські, магістральні, внутрішньозонові, місцеві РРЛ;
- 2) за діапазоном робочих (несучих) частот РРЛ поділяються на лінії дециметрового і сантиметрового діапазонів.

У цих діапазонах відповідно до Регламенту радіозв'язку для організації РРЛ виділені смуги частот, розташовані в області 2, 4, 6, 8, 11 і 13 ГГц. В

даний час ведеться дослідження умов створення радіорелейного зв'язку на частотах порядку 18 ГГц і вище. Перехід на більш високі частоти дозволив би збільшити пропускну здатність систем передачі. Однак використання таких високих частот утруднено через сильне ослаблення енергії радіохвиль під час атмосферних опадів;

3) за способом ущільнення каналів і виду модуляції несучої можна виділити:

а) РРЛ з частотним ущільненням (поділом) каналів (ЧРК) і ЧС гармонійної несучої;

б) РРЛ з часовим ущільненням (поділом) каналів (ВРК) і аналогової модуляцією імпульсів, які потім модулюють несучу;

в) цифрові РРЛ, в яких відліки повідомлень квантуються за рівнями і кодуються.

За прийнятою в даний час класифікації РРЛ поділяють на системи великої, середньої і малої місткості. До РРЛ великої місткості прийнято відносити системи, що дозволяють організувати в одному стволі 600 і більше каналів тональної частоти (ТЧ), що відповідає пропускну здатності більш 100 Мбіт/с. Якщо РРЛ дозволяє організувати 60-600 або менше 60 каналів ТЧ то ці системи відносяться до ліній зв'язку середньої і малої місткості. Пропускна здатність таких РРЛ дорівнює відповідно 10-100 і менше 10 Мбіт/с.

### **1.2.3 Принципи радіорелейного зв'язку**

Використовувані на РРЛ та ТРЛ діапазони радіочастот мають ряд переваг. У кожному з цих широкосмугових діапазонів можна передавати багато широкосмугових сигналів. У цих діапазонах антени з великими коефіцієнтами підсилення мають порівняно невеликі розміри. Застосування таких антен дозволяє отримати стійкий зв'язок при малій потужності передавача.

Радіорелейний лінію зв'язку будують у вигляді ланцюжка приймально-передавальних РРС. На РРЛ встановлюють передавачі потужністю 0,1...10 Вт, приймачі з коефіцієнтом шуму близько 10 дБ, антени з коефіцієнтом посилення близько 40 дБ (площа розкриву близько 10 м<sup>2</sup>).

На такій РРЛ між антенами сусідніх РРС повинна бути в зоні прямої видимості. Для цього антени встановлюють на опорах, найчастіше на висоті 40...100 м. Відстань між сусідніми РРС магістральних РРЛ зазвичай близько 50 км. На ТРЛ середня відстань між сусідніми станціями близько 250 км. На ТРЛ застосовують передавачі потужністю 1...10 кВт, приймачі з малошумлячими підсилювачами (МШП), що мають ефективну шумову температуру 150...200 К, антени з коефіцієнтом посилення близько 40 дБ.

#### **1.2.4 План розподілу частот**

Під частотними планами систем РРЛ зв'язку розуміють розподіл частот прийому і передачі між стволами системи, а також розподіл частот гетеродинів, тобто розподіл частот передачі і прийому на одному стволі. Так як особливістю побудови апаратури РРЛ зв'язку є те, що на ПС приймальні та передавальні антени одного напрямку зв'язку практично розташовані поруч, то виникаючі в цьому випадку взаємозв'язки між антенами не дозволяють використовувати одні і ті ж робочі частоти при прийомі і передачі сигналів в даному напрямку. Тому на ПС виникає необхідність в зміні робочих частот прийому і передачі як при організації одnobічного, так і двостороннього зв'язку. Зміна частот виробляється на кожній станції відповідно до прийнятої схемою побудови апаратури.

Отже, ПС виконує дві функції:

- 1) підсилення сигналу;
- 2) перетворення частоти НВЧ сигналу з метою усунення можливого зв'язку між передавачем і приймачем даної станції.

Існують три плану розподілу частот в РРЛ прямої видимості, для ствола:



- двохчастотний план (рис.1. 5);
- чотирьохчастотний план (рис.1. 6);
- шестичастотний план (рис.1.7).

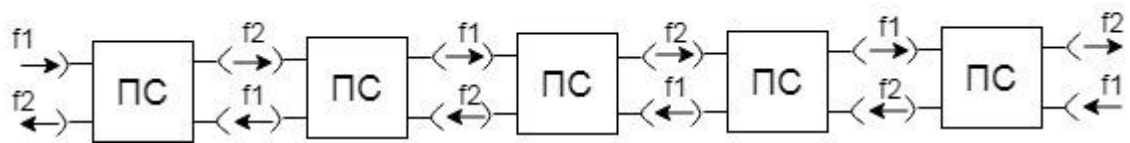


Рис.1.5 Схема двухчастотного плану

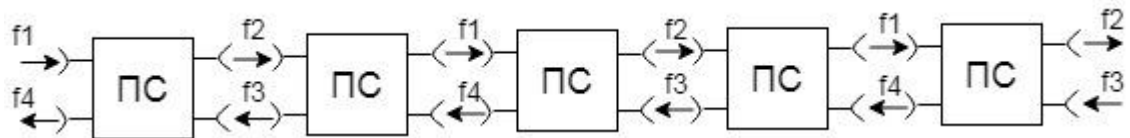


Рис.1.6 Схема чотирьохчастотного плану

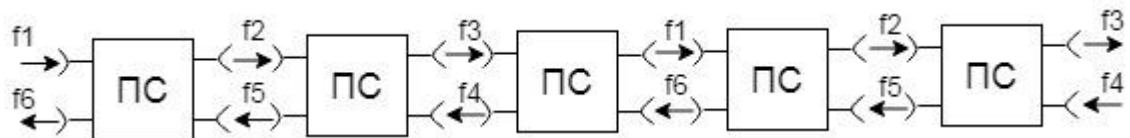


Рис.1.7 Схема шестичастотного плану

Двохчастотна система економічна з точки зору використання діапазону частот, але вимагає високих захисних властивостей антен від прийому сигналів з зворотного напрямку. При двочастотній системі використовуються РПА, параболічні або інші антени, що мають захист від прийому сигналів з зворотного напрямку близько  $60 \div 70$  дБ. Така система застосовується зазвичай на РРЛ великою і середньої ємності.

Чотирьохчастотна система допускає використання більш простих та дешевих конструкцій антенних систем, наприклад перископічних. Однак

кількість дуплексних радіостволів, які можуть бути утворені в даній смузі частот при чотирьохчастотній системі в два рази менше, ніж при двочастотній системі.

Чотирьохчастотній система з більш простими антенними системами застосовується на РРЛ середньої і малої пропускної здатності, призначених для внутрішньозонових і низових зв'язків.

Частоти прийому і передачі в одному стволі РРЛ чергуються від станції до станції.

Станції, на яких прийом здійснюється на більш низькій частоті ( $f_1$ ), а передача на більш високій ( $f_2$ ), позначаються індексом «НВ», а станції, на яких прийом проводиться на більш високій частоті ( $f_2$ ), передача на нижчій ( $f_1$ ) позначається індексом «ВН».

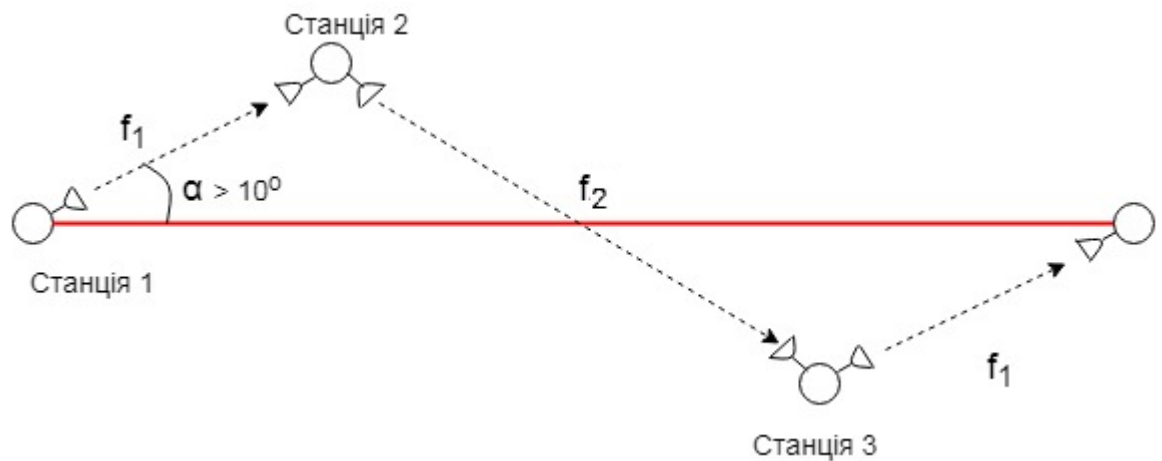


Рис.1.8 Розташування станцій РРЛ

Проміжок між найближчими станціями називається прольотом РРЛ. Протяжність прольоту залежить від багатьох причин і, в середньому, досягає 50 - 60 км в діапазонах частот до 6 - 8 ГГц і декількох км в діапазонах 30 - 50 ГГц.

Проміжок між кінцевою станцією і найближчою вузловою або між вузловою станціями називається секцією РРЛ, а сукупність приймально-

передавального обладнання утворює ствол РРЛ. Розрізняються односпрямовані стволи і двонаправлені.

Повторення через інтервал одних і тих же частот допустимо тому, що в діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль при відсутності прямої видимості між антенами ослаблення сигналу досить велике. Однак при деяких умовах поширення радіохвиль, наприклад при підвищеній рефракції, можливий прийом сигналу від станції, віддаленої на 3 інтервали, що і призводить до значних спотворень переданих сигналів. Щоб уникнути цього станції РРЛ розташовують на ламаній лінії з тим, щоб паразитний сигнал додатково сильно ослаблявся за рахунок спрямованих властивостей антен (рис.1. 8).

Для того щоб звести до мінімуму інтерференційні завади в багатоствольних РРЛЗ виникаючих при одночасній роботі декількох приймачів і передавачів на загальний антенно-фідерний тракт, існують певні плани розподілу частот[7].

У всіх сучасних РРЛ системах застосовуються плани з рознесеними частотами прийому і передачі, тобто частоти прийому розміщені в одній половині діапазону, а частоти передач - в іншій половині діапазону. Такий план розподілу частот наведено на рис.1. 9.

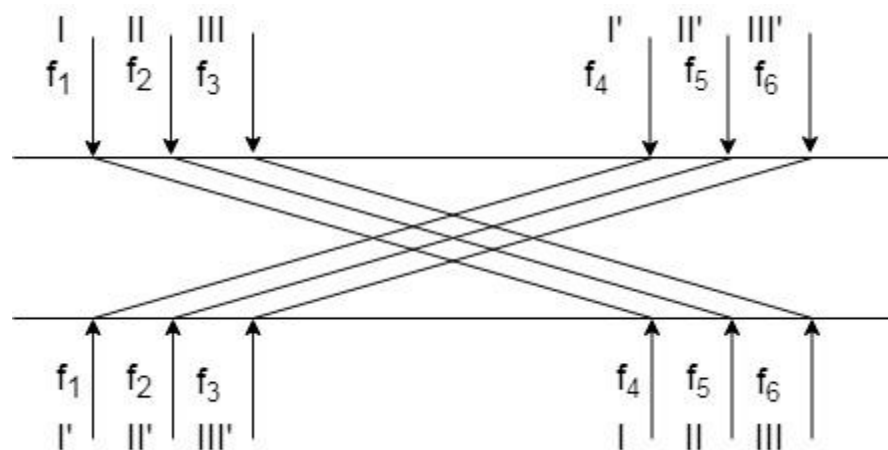


Рис.1.9 План розподілу частот з рознесеними частотами прийому і передачі

При такому плані розподілу частот різниця між частотами передачі і прийому одного ствола значно і це полегшує вимоги до характеристик приймальних смугових фільтрів.

При цьому плані кожна антена може бути використана одночасно як для передачі, так і прийому сигналів.

Існує другий план розподілу частот, при цьому плані передбачається чергування частот прийому і передачі окремих стволів (рис.1. 10).

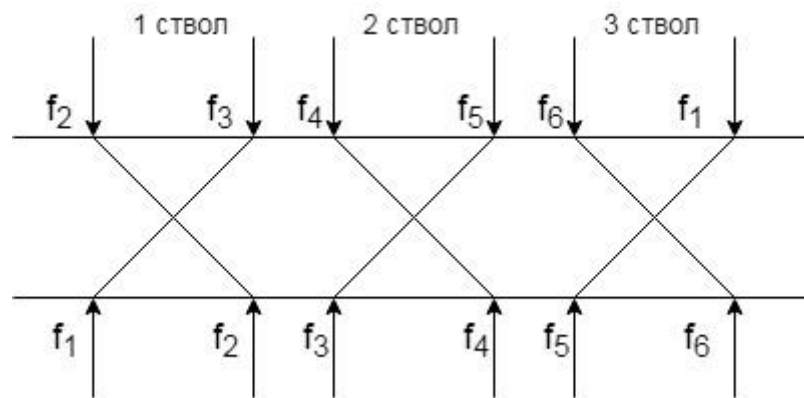


Рис.1.10 План розподілу частот з чергуванням частот прийому і передачі

Діапазони частот від 400 МГц до 1,5 ГГц включно відводяться для так званих малоканалних РРЛ зі швидкістю передачі інформації на одній частоті не більше 2,048 Мбіт/с. Діапазон частот, в якому працює РРЛ, розбивається на окремі смуги-стволи. Для кожного ствола віділяється свій приймач. Малоканалні РРЛ є одноствольними і широко використовуються в технологічних РРЛ уздовж трубо- і газопроводів, залізниць та ін. Частотні плани РРЛ діапазонів від 2 ГГц і вище регламентуються документами МСЕ.

В даний час створені і експлуатуються РРЛ в діапазонах частот від 400 МГц до 95 ГГц і в оптичному діапазоні частот.

Для магістральних багатоствольних РРЛ великої місткості, для яких необхідні максимальні прольоти між РРЛ, використовуються найбільш сприятливі для них діапазони частот 4, 6 і 8 ГГц, а також в окремих випадках

діапазони частот 11 і 13 ГГц. У більш високих діапазонах частот через значне поглинання радіосигналу в дощі істотно скорочуються прольоти між РРЛ.

Для магістральних РРЛ середньої місткості використовуються діапазони частот від 2 до 15 ГГц. РРЛ в діапазонах частот 15 ГГц і вище використовуються для створення ліній зв'язку на невеликих відстанях (10-20 км). Для організації "останньої милі" "точка-многоточка" виділені діапазони частот 1,5, 2, 5, 10 ГГц, а також більш високі частоти.

Розглянемо типові частотні плани РРЛ. На рис.1.11 представлений частотний план РРЛ діапазону 4 ГГц відповідно до рекомендацій МСЕ[8]. У максимальній комплектації в магістральній РРЛ, наприклад, на передачу можуть використовуватися стволи № 1, 3, 5, підключені до опромінювача антени з горизонтальною поляризацією радіосигналу, а також стволи № 2, 4, 6, підключені до опромінювача антени з вертикальною поляризацією.

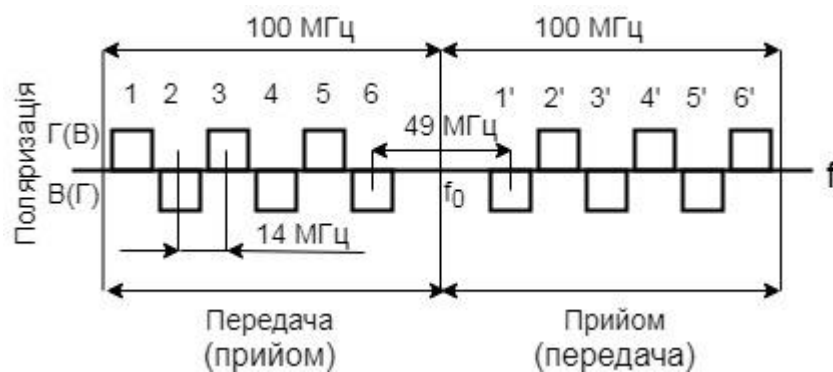


Рис.1.11 Частотний план РРЛ з діапазоном частот 4 ГГц (3700 - 4200 МГц)

Відповідно приймальні стволи 1', 3', 5' підключені до опромінювача антени з вертикальною поляризацією, а стволи 2', 4', 6' підключені до опромінювача антени з горизонтальною поляризацією. Вищевказаний вибір поляризацій радіосигналу в стволах значно зменшує вплив передавальних трактів РРЛ на приймальні тракти за рахунок поляризаційної розв'язки стволів[8].

### 1.2.5 Загальні відомості про E-діапазон

E-діапазоном називають діапазон 71-76 і 81-86 ГГц. Даний діапазон використовується для побудови систем зв'язку з великою пропускнуою здатністю (до 10 Гбіт/с).

E-діапазон складається з трьох частотних смуг – 71-76, 81-86 і 92-95 ГГц. Найбільше використовуються перші дві смуги[9].

Слід звернути увагу на деякі особливості E-діапазону:

1) сумарна ширина перших двох частотних смуг значно більше будь-якої іншої доступної смуги частот, використовуваної в системах бездротового зв'язку;

2) при розподілі частот E-діапазону, що включає два канали по 5 ГГц, не відбувається ділення на смуги, як у випадку більш низькочастотних НВЧ-діапазонів.

Завдяки широкій смузі E-діапазон достатній для передачі даних зі швидкістю 1 Гбіт/с за допомогою найпростіших схем модуляції, наприклад, двохпозиційної фазової маніпуляції (BPSK). При більш складних схемах модуляції швидкість передачі в повнодуплексному режимі може досягати 10 Гбіт/с.

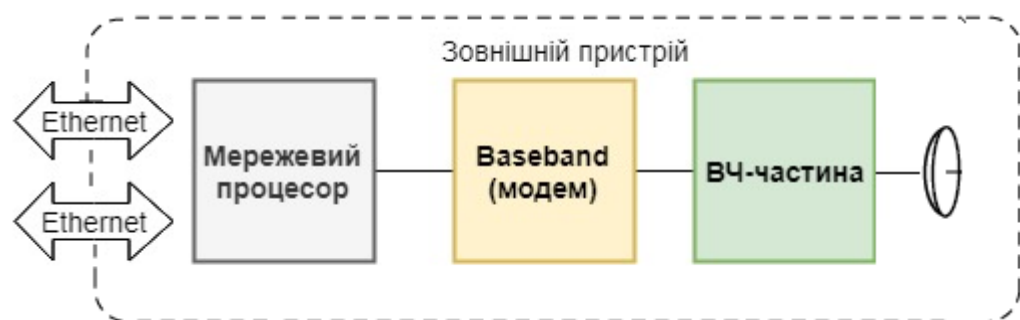


Рис.1.12 Загальна структура трансивера E-діапазону

Апаратна частина радіорелейних ліній (РРЛ) E-діапазону реалізована за класичною схемою дуплексного трансивера. Система складається з модему, Up/Down-конвертора, малощумного приймального підсилювача, підсилювача потужності і дуплексного фільтру(рис.1.12). Хвилеводний

фланець дуплексного фільтра приєднаний безпосередньо до антени (рис.1.13).



Рис.1.13 Радіорелейна станція E-діапазону компанії E-band Communications

Таким чином, вся активна і пасивна частини радіосистеми розміщені на антенній щоглі і виконана у вигляді моноблока вуличного розташування.

Також в РРЛ як правило використовують осесиметричні дводзеркальні антени Кассегрена невеликого діаметра (30-60 см). Конструктивно антени складаються з основного параболічного дзеркала, допоміжного гіперболічного дзеркала і опромінювача. Опромінювач розташований у фокусі допоміжного гіперболічного дзеркала. До переваг цього типу антен можна віднести:

- дуже вузьку діаграму спрямованості і високий коефіцієнт посилення;
- можливість мінімізації втрат в волноводном тракті за рахунок розміщення опромінювача на вершині основного дзеркала;
- високий коефіцієнт використання поверхні основного дзеркала антени.

Завдяки широким робочим смугам (до 5 ГГц) високі швидкості стали досяжні без складних сигнально-кодових конструкцій. Так, виробники радіорелейних ліній (РРЛ) в E-діапазоні в складі свого обладнання використовують модеми зі схемами модуляції від BPSK до 16-QAM. При високій швидкості модуляційних символів цього цілком достатньо для

отримання швидкості передачі даних 1 Гбіт/с. Крім здешевлення конструкції модему, застосування простих типів модуляції підвищує достовірність прийому інформації, оскільки зростає відстань між можливими положеннями модуляційних символів на діаграмі Грея. Це означає збільшення системного підсилення.

Апаратура кожного виробника розрізняється за способом реалізації, складу інтерфейсів і за технічними характеристиками блоку закінчення радіотракту. Як правило, інтерфейсне закінчення модемів більшості РРЛ працює за принципом Ethernet-медіаконверторів з фіксованою швидкістю на мережевому інтерфейсі 100 Мбіт/с або 1 Гбіт/с. Є обладнання, що дозволяє переключати швидкість інтерфейсів з 1000 Мбіт/с до 100 Мбіт/с при опадах для збільшення підсилення системи. У будь-якому випадку швидкість передачі даних через мережевий інтерфейс дорівнює швидкості передачі даних в радіоканалі. Це дозволяє перекласти функції забезпечення якості послуг (QoS) на зовнішнє по відношенню до РРЛ каналотворювального обладнання, що також знижує вартість обладнання в Е-діапазоні і всього рішення в цілому. Однак ряд виробників вбудовує комутатор другого рівня в свою апаратуру, надаючи оператору зручніший режим управління ресурсами. Вбудований комутатор використовується як основний елемент системи резервування, дозволяючи без додаткової апаратури будувати мережі з кільцевою топологією.

Основна відмінність обладнання різних виробників в Е-діапазоні полягає в апаратній реалізації вихідних вузлів трансивера. Це найдорожча частина трансивера, яка в основному і визначає ціну всієї лінії зв'язку. Справа в тому, що сьогодні не існує масово доступних чіпсетів цього діапазону, і кожен виробник використовує свою технологію. Відповідно характеристики радіоканалу у обладнання різних виробників суттєво відрізняються. Зокрема, діапазон системного підсилення обладнання різних виробників становить від 170 до 189 дБ[9].



Таблиця 1.1 Радіорелейне обладнання Е-діапазону деяких фірм-розробників  
(за даними виробників)

Виробник	Модель	Частоти, ГГц	Швидкість, Гбіт/с	Робоча відстань, км	Потужність та вивід проміння, дБм	Коефіцієнт доступності	Габарити, мм
NEC (Японія) www.nec.com	ePASOLINK	71–76/81–86	До 1,2	Сотні метрів		До 99,999	
E-Band Communications (США) www.e-band.com	E-Link 1000-EXR	71–76/81–86	1,25	Порядка 5	22	Для 5 км ~99,99	Діаметр 267, висота 142 + 30 - або 60-см антена
	E-Link 1000-LR/ELR	71–76/81–86	1,25	Порядка 5	22	Для 5 км ~99,99	Діаметр 254, висота 79 + 30 - або 60-см антена
	E-Link 2500	71–76/81–86	2,5	Порядка 5	23	Для 3 км ~99,995	Два спарених пристроя E-Link 1000 Series + 1 антена
BridgeWave Communications (США)	FlexPort	71–76/81–86	До 1,5	До 9,5		99,999	292×292×127

www.bridge wave.com							
Aviat Networks (США) www.aviatn etworks.co m	E-Link 1000EXR	71– 76/81– 86	1,25	~3		До 99,999	
HXI (США) www.hxi.co m	Gigalink 7651e	71–76	1,25	0,800– 8,2	13		645×645×373
	Gigalink 7451e	71–76	1,25	0,3–5,2	13		345×348×196
Wave1 (Австралия ) www.wave 1.com.au	EB- 70SR/EB- 70LR	71–76	1,25	Для 30,5-см антени: 0,5– 2,450Дл я 60-см антени: 0,85– 10,85	17	До 99,999	180×180×100 + 340×340×220 антена або 620×620×490 антена
	EB-80	71–76, 81–86	1,25	~4,8	22	99,99	Діаметр 267, висота 142 і антена 300/600
Tyco Electronics (США) www.adc.c om	FlexWave MMW 125	71– 76/81– 86	1	1–6		До 99,999	300×530×355 або 406×685×660
	FlexWave MMW 110	71– 76/81– 86	3,072	1–6		99,99	355 діаметр, 660 довжина
ELVA-1 (Латвія/Ро	PPC-350	71– 76/81–	0,08– 0,35	Хороша погода:	16 при 350		330×350×460

сія) www.elva- 1.com		86		> 20 Погана погода: 7,5 при 80 Мбіт/с 5,5 при 350 Мбіт/с	Мбіт/с 40 при 80 Мбіт/с		
	PPC-1000	71– 76/81– 86	1,25	4,7–20	17		330×350×460
Alcoma(Ук раїна)http:// alcoma.com .ua	AL80GE	71 — 76 / 81 — 86	1,15				255×301×133

### 1.3 Загальні відомості про UWB сигнали

Існує декілька визначень «надширокосмугових» сигналів. За традиціями радянської радіотехніки надширокосмуговими вважаються сигнали з шириною смуги  $\Delta f = f_{upper} - f_{lower}$ , більше октави, тобто сигнали, у яких верхня межа смуги частот  $f_{upper}$  більше ніж в 2 рази перевищує нижню границю. У радіолокації надширокосмуговими називають імпульсні сигнали, що задовольняють співвідношенню  $c\tau \ll L$  тобто просторова довжина радіоімпульса  $c\tau$  ( $\tau$  — тривалість сигналу або ширина його автокореляційної функції,  $c$  — швидкість світла) багато менше характерного розміру  $L$  антени. Згідно з визначенням Федеральної комісії зі зв'язку США, надширокосмуговими пропонується вважати сигнали з відносною шириною смуги не менше 20-25%, тобто

$$\mu = \frac{\Delta F}{(f_{lower} + f_{upper})/2} \geq 0,2 \dots 0,25, \quad (1.2)$$

або сигнали з абсолютною шириною смуги  $\Delta F \geq 500 \text{ МГц}$  (в діапазоні частот 3,1 -10,6 ГГц) [10].

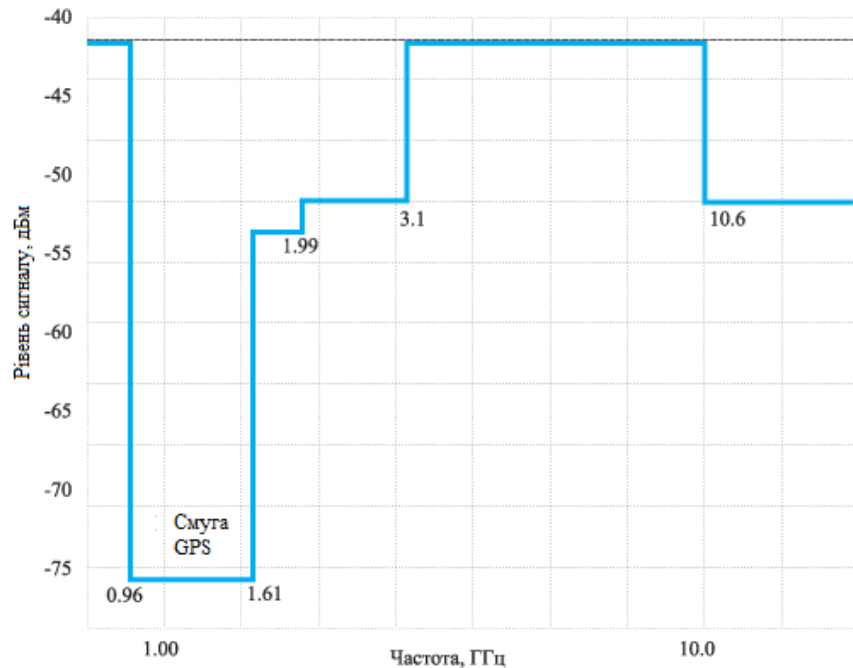


Рис.1.14 Обмеження на спектральну маску згідно FCC

При моделюванні UWB сигналів і процесів зазвичай дотримуються наступних вимог до моделі  $s(t)$ :

$$\int_{\tau_s} s(t) dt = 0 \text{ або } |S(f)|_{f=0} = 0, \quad (1.3)$$

де  $s(0)=s(\tau_s)=0$ , де  $s(t)$  – неперервна для  $t \in R$ ,  $\tau_s$  – тривалість сигналу в часовій області,  $R$  – множина раціональних чисел.

Перша вимога відповідає релеївській умові випромінення сигналу, друга визначає його фінітність у часовій області, третя – неперервність в області існування. Умова фінітності в деяких випадках може бути замінена на умову квазіфінітності.

UWB має ряд переваг, які роблять його привабливим для споживачів комунікаційних додатків.

Зокрема, системи UWB мають:

– низька складність і низька вартість;

- шумоподібний сигнал;
- стійкість до сильного багатопроменевого розповсюдження і заклинювання.

Низька складність і низька вартість UWB-систем обумовлені, по суті, основним характером передачі сигналу. На відміну від звичайних радіосистем, передавач UWB генерує дуже короткий імпульс часової області, який здатний поширюватися без необхідності в додатковій стадії змішування RF.

Стадія змішування RF приймає сигнал основної смуги частот і «вводить» несучу частоту або перетворює сигнал в частоту, яка має бажані характеристики поширення. Дуже широкосмуговий характер сигналу UWB означає, що він охоплює частоту, яка зазвичай використовується в якості несучих частот. Малопотужні, шумоподібні передачі UWB не створюють значних перешкод для існуючих радіосистем.

Системи часової модуляції дають можливість використовувати високі швидкості передачі даних для зв'язку.

Дуже вузькі імпульси в часовій області означають, що радіостанції UWB потенційно здатні пропонувати точність синхронізації набагато краще, ніж GPS та інші радіосистеми. Разом з хорошими властивостями проникнення сигнали UWB дають можливості для їх застосування в ближньому радіусі радіолокації. Однак слід розуміти, що UWB не забезпечує точного таргетингу і проникнення сигналів в один і той же час, хвилі UWB представляють кращий вибір, ніж звичайні радіосистеми.

Імпульсні системи радіозв'язку та імпульсні радари використовують дуже короткі імпульси при передачі, що приводить нас до надширокополосного спектру. Для радіопристроїв цей спосіб зв'язку також класифікується як метод імпульсної модуляції, оскільки модуляція даних здійснюється за допомогою імпульсної модуляції. Сигнал UWB є шумним, що ускладнює перехоплення і виявлення. Через малопотужну спектральну

щільність сигнали UWB викликають дуже мале втручання в існуючі вузькосмугові радіосистеми.

Імпульсний радіосигнал з часовою модуляцією (time modulated – TM) розглядається як передача несучої без основної смуги пропускання. Відсутність несучої частоти є характерною ознакою, яка відрізняє імпульсні радіо- і імпульсні радіолокаційні передачі від вузькосмугових пристроїв і від передач з множинними несучими (multi-carrier – MC), з прямою послідовністю (direct sequence – DS), з розширеним спектром (spread spectrum – SS), які також можна віднести до надширокосмугових [11].

#### 1.4 Класифікація UWB сигналів

UWB сигнали можна розділити на: IR-UWB та MB-OFDM.

Існують різні схеми імпульсної модуляції (Pulse Modulation), які можуть бути використані в UWB системах. Для передачі інформації в UWB-системах може бути використаний ряд видів модуляції, показаних на малюнку нижче (рис.15): амплітудна маніпуляція з перемиканням, звану найчастіше просто амплітудна маніпуляція (On-Off Keying, OOK), амплітудно-імпульсна модуляція AIM (Pulse Amplitude Modulation, PAM), двійкова фазова маніпуляція BPSK (Binary Phase Shift Keying), імпульсно-позиційна модуляція PPM (Pulse Position Modulation), ортогональна імпульсна модуляція OPM (orthogonal pulse modulation) а також комбінації вищезгаданих видів.

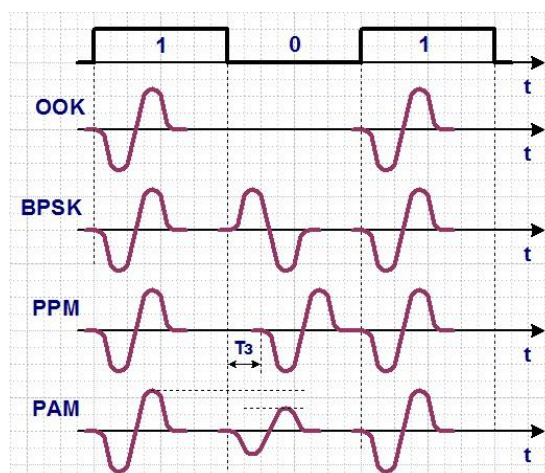


Рис.1.15 Різні види модуляції, використовувані в імпульсних системах UWB (UWB Pulse Modulation)

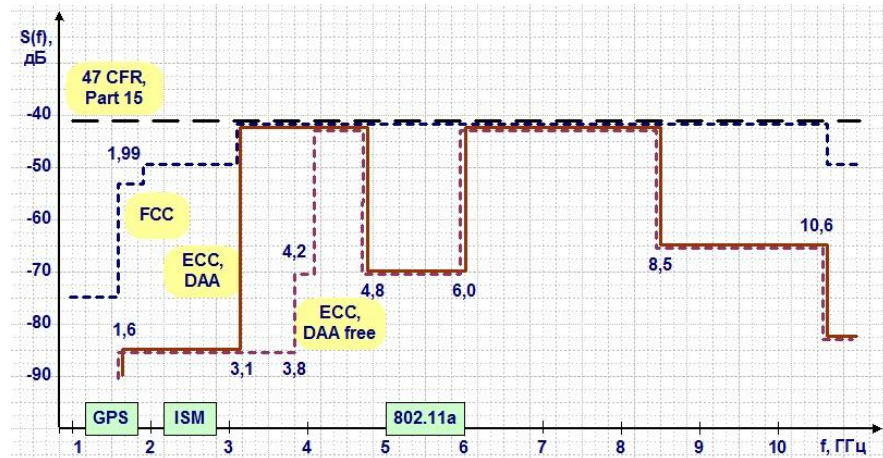


Рис.1.16 Спектральні маски UWB систем, що відповідають вимогам різних регулюючих організацій (Ultra Wide Band, UWB standards)

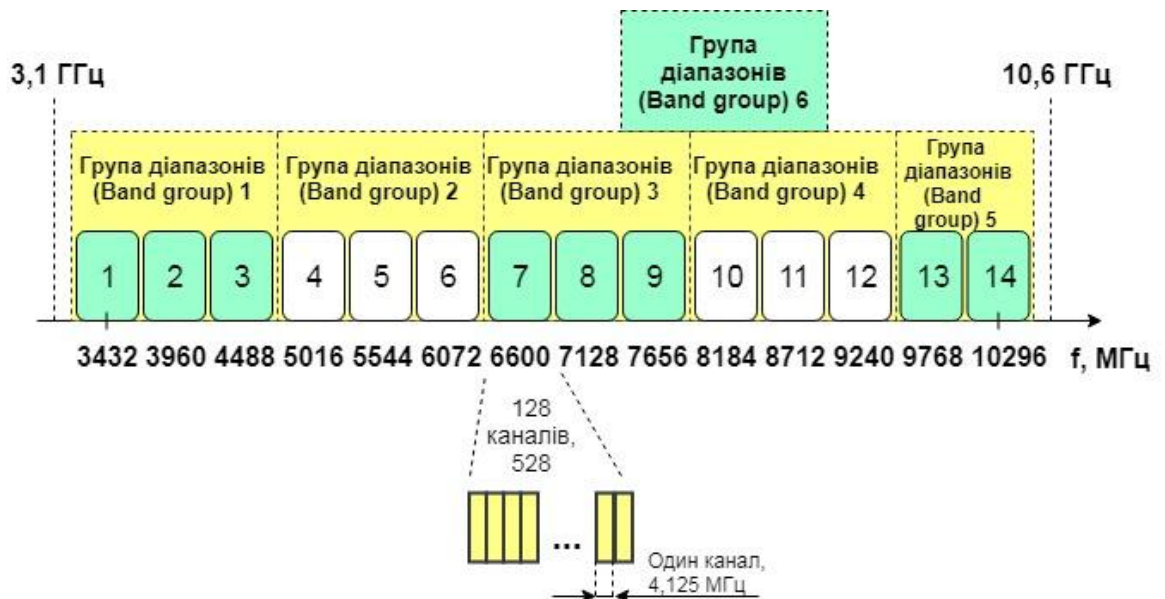


Рис.1.17 Діапазони частот UWB, використовувані MB-OFDM (OFDM UWB) системами

Для використання многополосного методу MB-OFDM спектр UWB ділиться на 14 діапазонів (Band) по 528 МГц в кожному, як показано на рис.1.17. Перші 12 діапазонів потім розбиваються на чотири групи діапазонів (band group), що складаються з трьох діапазонів в кожній. Останні два діапазони входять до п'ятої групи.

Гаусові імпульси мають кращі характеристики, ніж інші, і дозволяють отримати імпульс для отримання сигналів з додатковим перетину нуля. Різні гаусові імпульси мають різні спектри. Для системи зв'язку UWB з шириною діапазону більше 3,1 ГГц, при існуючих нормативних обмеженнях потужності, гаусові імпульси є найбільш привабливими. Крім того, гауссовский імпульс може бути легко сформований в порівнянні з іншими. Саме з цієї причини використання таких імпульсів в часовій області технології UWB набуло широкого поширення [12].

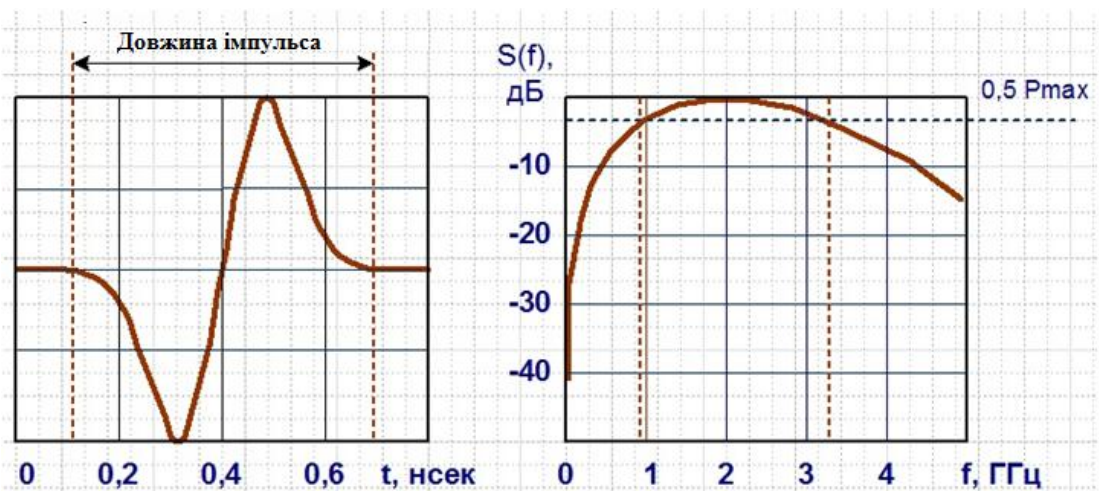


Рис.1.18 Гаусовий імпульс першого порядку

У системах зв'язку з використанням надширокопasmових імпульсних радіосигналів (IR-UWB) для передачі кожного біта інформації використовується не окремі моноімпульси, а ортогональні в часі кодові послідовності моноімпульсов, що дозволяє здійснювати прийом сигналів при низькому рівні сигнал/шум шляхом накопичення енергії цих імпульсів. IR-UWB системи займають великий безперервний спектр частот і передають дуже короткі імпульси з низькою шпаруватістю[13].

Надширокопasmові імпульсні сигнали можуть бути представлені надкороткими імпульсами, послідовністю(пакетами) надкоротких імпульсів, короткими радіоімпульсами та послідовністю коротких імпульсів.



У разі використання OFDM в поєднанні з декількома діапазонами частот, ми отримуємо технологію MultiBandOFDM, що має значні переваги перед варіантами з порівняно вузькою смугою.

Суть, технології MB-OFDM полягає в тому, що весь дозволений діапазон ділиться на смуги шириною 528 МГц. В стандартному режимі передбачено три смуги, в розширеному - сім (рис.1.19). Кожна смуга, в свою чергу, розбивається на 128 піднесучих частот з кроком 4,125 МГц. З них використовується 122:100 для модуляції даних, 12 піднесучих - пілотні і ще 10 - захисні. Кожна піднесуча модулюється за допомогою QPSK. Один OFDM-символ містить 100 або 200 кодованих біт (100 у разі, коли однаково модулюються дві піднесучі, симетричні відносно центральної). Період проходження символів - 312,5 нс. До сих пір все відповідає звичайній OFDM. Мультиполосний означає, що наступний символ може передаватися в іншій частотній смузі, за жорстко визначеною схемою для кожного логічного каналу.

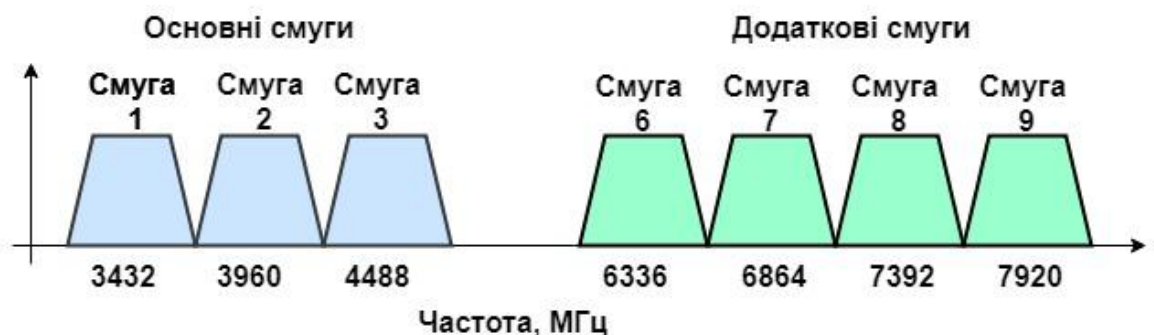


Рис. 1.19 Діапазон технології MB-OFDM

Послідовність переходу з однієї смуги на іншу називають частотно-часовим кодом. Поки передбачено чотири таких коди. Крім переходу з частоти на частоту передбачений режим, коли один символ може передаватися кілька разів (два або чотири).

Обмін даними відбувається кадрами (пакетами). Кадр складається з преамбули (набору синхронізуючих послідовностей), заголовка (керуюча інформація) і поля даних. Преамбула і заголовок завжди транслюються з найменшою з можливих швидкостей - 55 Мбіт/с. Наявність чотирьох

логічних каналів дозволяє працювати в безпосередній близькості принаймні чотирьом пікомережам. Для цього кожному логічному каналу відповідає унікальний вид синхропослідовності в преамбулі.

Таким чином, пропонується комбінація OFDM і відомого механізму частотних стрибків (FH). В результаті, в залежності від швидкості кодування і числа повторів символів і формується спектр швидкостей від 55 до 480 Мбіт/с. Змінюючи вид модуляції, можна досягти і великих швидкостей. Так, застосування 16-QAM з такою самою схемою кодування дасть вже  $480 * 2 = 960$  Кбіт/с. Інший спосіб – використання для передачі одночасно трьох діапазонів. Тоді при модуляції QPSK і швидкості сверточного кодування  $3/4$  досягається швидкість обміну  $480 * 3 = 1440$  Мбіт / с.

Проблема в тому, що метод частотних стрибків не найефективніший з точки зору використання спектрального діапазону. Опоненти MB-OFDM вказують, що прихильники даної технології в своїх вимірах середньої потужності випромінювання передавача усереднюють її з часового інтервалу близько 1 мс. Цей час відповідає тривалості трьох символів. Реально ж, при використанні механізму повторів, символ в одному субканалов за цей час передається тільки один раз. В результаті щільність потужності випромінювання при роботі передавача може перевершувати допустимі-41,3дБм/МГц. А це вже серйозна проблема, оскільки мова йде про сигнал з смугою понад 500 МГц [14].

MB-OFDM – це спосіб передачі з багатьма несучими, з перекриттям спектрів піднесучих. MB-OFDM збільшує спектральну ефективність, причому кожному користувачеві виділяється група піднесучих. Як правило при даному виді передачі маніпуляція кожної несучої підпослідовність здійснюється методом k-кратною QAM. Тому кожна елементарна передача на кожній несучої транслює k бітів, а всі m паралельно переданих елементарних передач – kmбітів. Особливістю технології UWB MultiBand OFDM є часове чергування OFDM-символів за трьома частотним каналам тобто перший символ передається з використанням OFDM-технології в

першому частотному каналі, другий символ – в третьому, третій – у другому, четвертий – знову в першому і т.д. Такий підхід дозволяє рівномірно заповнити весь частотний діапазон і знизити вплив багатопроменевої інтерференції на спотворення сигналу. Крім того, для боротьби з багатопроменевою інтерференцією в технології MB-OFDM використовується охоронний інтервал і циклічний префікс.

До MB-OFDM відносять: сигнали з ортогонально-частотним мультиплексуванням, хаотичні радіоімпульси та сигналами з ЛЧМ-модуляцією.

#### 1.4.1 Математична модель надкоротких імпульсів

Форма надкоротких імпульсів описується моноциклом Гаусса, тобто першою похідною від відомої кривої розподілу Гаусса:

$$A(t) = A_0 \sqrt{2} e^{\frac{t}{\Delta t}} \exp\left(-\frac{t^2}{\Delta t^2}\right), \quad (1.4)$$

де  $\Delta t$  - тривалість імпульса,  $A_0$  - амплітуда.

Ширина  $\Delta F$  спектра потужності імпульсу обернено пропорційна тривалості імпульсу  $\Delta t$ .

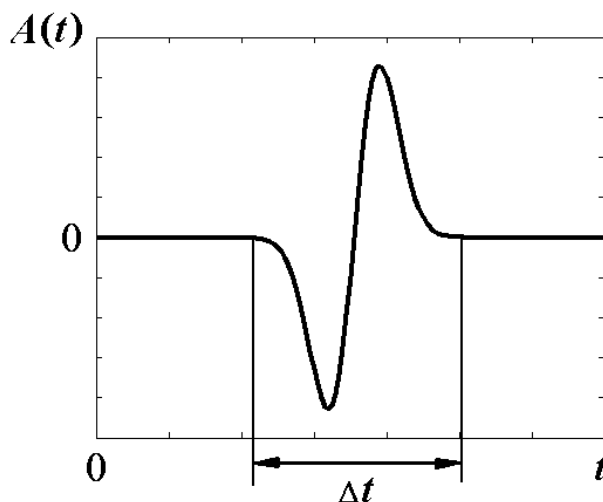


Рис.1.20. Часова діаграма надкороткого імпульсу

Форма спектра потужності такого імпульсу описується співвідношенням

$$S(f) = A_0 \sqrt{2\pi e} f \Delta t^2 \exp\left(-\frac{f^2 \Delta t^2}{2}\right) \quad (1.5)$$

База ультракороткого імпульсу  $B = \Delta t \Delta F \approx 1$ . При використанні імпульсів  $\Delta t$  тривалістю від 2,0 нс до 0,1 нс ширина смуги спектра потужності становить відповідно від 500 МГц до 10 ГГц. Спектр сигналу займає смугу частот від 0 до  $\Delta F \approx 1/\Delta t$ .

#### 1.4.2 Математична модель послідовності надкоротких імпульсів

Для кодування інформаційного символу можна використовувати не один ультракороткий імпульс, а послідовності таких імпульсів. При використанні послідовності  $N$  імпульсів база сигналу збільшується в  $N$  раз.

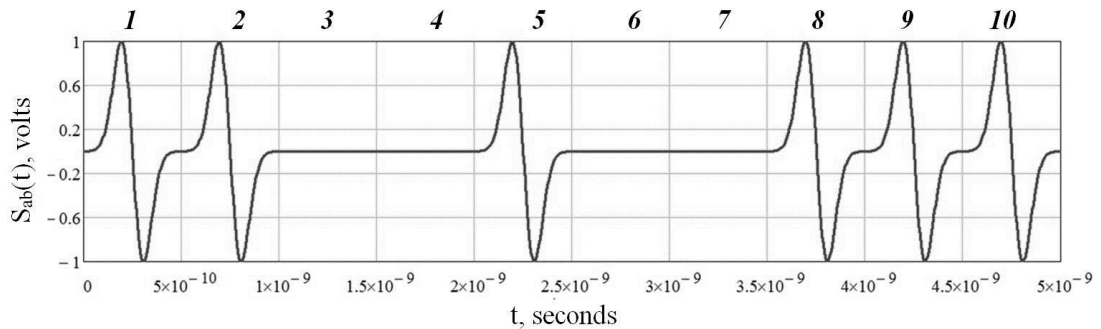


Рис.1.21 Часова діаграма послідовності надкоротких імпульсів

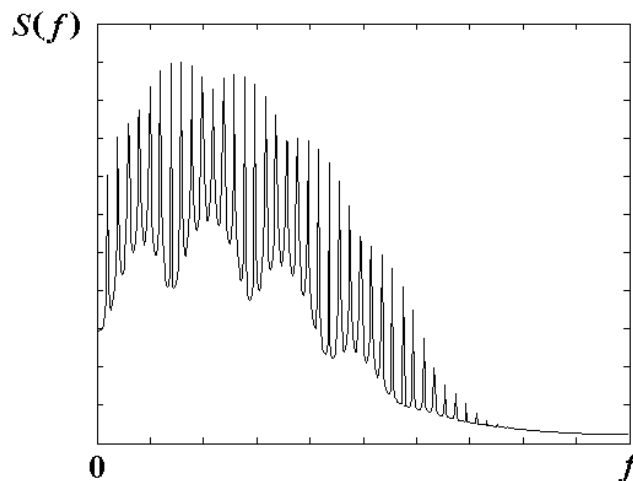


Рис.1.22 Спектр послідовності надкоротких імпульсів

При формуванні послідовність амплітуда кожного імпульсу і його положення щодо номінального значення моменту часу

випромінювання/прийому задається відповідно до кодової розширеної послідовності. При цьому можна досягти підвищення завадостійкості і/або забезпечення багатокористувацького доступу в одному і тому ж частотному діапазоні. Властивістю як одиночних надкоротких імпульсів, так і послідовностей таких імпульсів є те, що спектр цих сигналів починається практично від нульової частоти. Це ускладнює виконання умов спектральної маски для неліцензованого використання UWB сигналів.

Енергія переданого сигналу, яка припадає на один біт інформації, пропорційна сумарній площі імпульсів постійного струму, що подаються в антену передавача. Зменшення тривалості імпульсів зменшує енергію кожного з імпульсів. Це зменшення можна компенсувати збільшенням амплітуди імпульсів. При цьому можна дотримати баланс між допустимою спектральною щільністю сигналу і імпульсною потужністю складових його імпульсів. При сучасних технічних можливостях генерації ультракоротких імпульсів в системах радіозв'язку можна забезпечити перевищення амплітуди прийнятих імпульсів над рівнем шумів в місці прийому, не виходячи за обмеження на спектральну щільність надширокополосного сигналу. Це означає, що середня потужність передавачів буде залишатися невеликою завдяки великій середній скважності. При використанні IR-UWB сигналів на основі надкоротких імпульсів при середній потужності передавача пікова потужність радіоімпульсу може досягати десятків і сотень мегават [15].

### 1.4.3 Математична модель коротких радіоімпульсів

Короткі радіоімпульси допускають гнучке управління своїм спектром. Вони являють собою дуги синусоїдальних коливань з колоколообразною обвідної, описувані наступним виразом:

$$A(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2\Delta t^2}\right) * \sin(2\pi f_c t), \quad (1.6)$$

де  $\Delta t$  - характерна тривалість обвідної радіоімпульсу,  $f_c$  - центральна частота коливань.

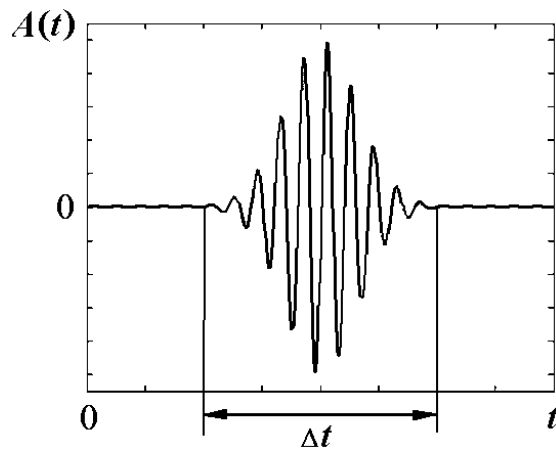


Рис.1.23 Часова діаграма короткого радіоімпульса

Спектр такого сигналу має наступний вигляд:

$$S(f) = \exp(-2(\pi(f \pm f_c)\Delta t)^2) \quad (1.7)$$

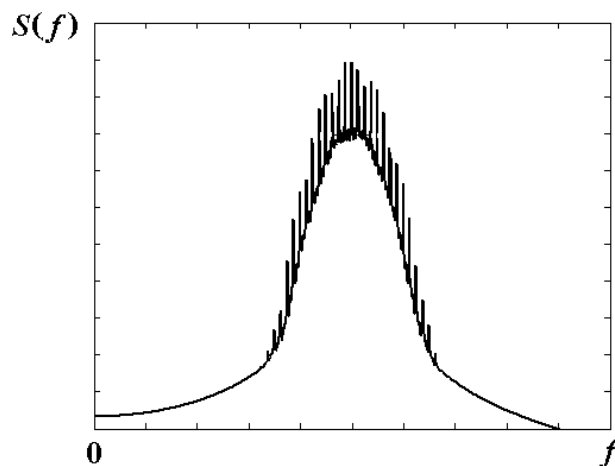


Рис.1.24 Спектр короткого радіоімпульса

Короткий радіоімпульс формується в два етапи. Спочатку в низькочастотному діапазоні формується імпульс обвідної тривалістю  $\Delta t$ , що має гаусову форму, потім він перемножується з періодичним несучим сигналом з частотою  $f_c$ . Отриманий таким чином сигнал має ширину  $\Delta F \approx 1/\Delta t$  і центральну частоту  $f_c$ . База сигналу  $B \approx 1$ .

#### 1.4.4 Математична модель послідовності коротких радіоімпульсів

Пучки коротких радіоімпульсів, як і у випадку з надкороткими імпульсами, використовуються для збільшення бази сигналу і отримання додаткових можливостей по модуляції і організації багатокористувацького доступу. Формуються відповідно розширеними послідовностями так, що інформаційний символ кодується пачкою коротких радіоімпульсів. База сигналу при цьому збільшується в  $N$  раз, де  $N$  - число імпульсів в пучці.

Пучки коротких радіоімпульсів надають додаткові можливості організації множинного доступу, пов'язані з поділом сигналів різних груп користувачів по частоті.

#### 1.4.5 Сигнали з ортогонально-частотним мультиплексуванням (OFDM)

Сигнал формується  $N$  гармонійними поднесущими, рознесеними по частоті на рівні проміжка  $\Delta f$ . Тобто, займана сигналом повна смуга частот  $\Delta F$  ділиться на  $N$  підканалів.

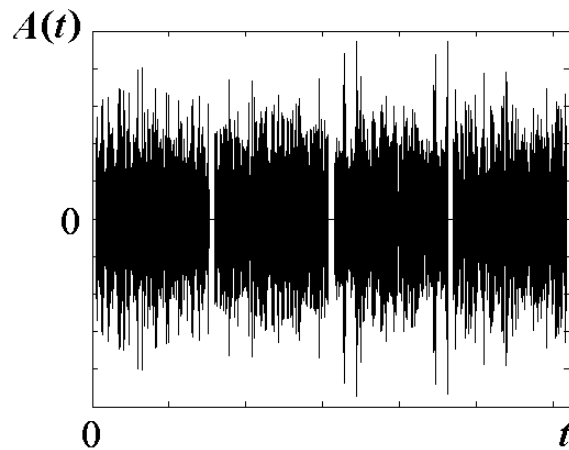


Рис.1.25 Часова діаграма OFDM-імпульса

Всі піднесучі взаємно ортогональні на інтервалі з тривалістю імпульсу  $T_s$ , в межах якого розташовується OFDM  $T_s = 1/\Delta f$ .

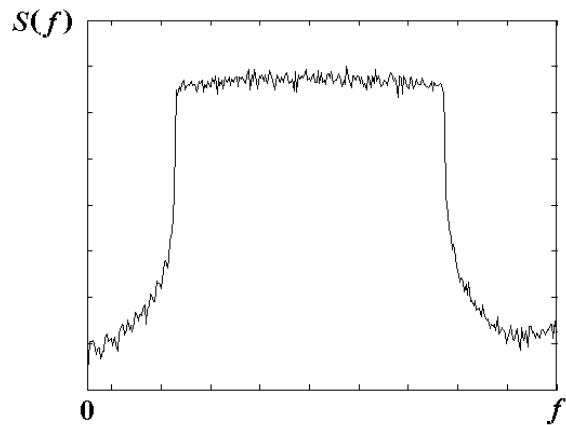


Рис.1.26 Спектр OFDM-імпульса

Для передачі інформації кожна з тих, що піднесуть модулюється незалежно за допомогою методів фазової маніпуляції (BPSK, QPSK, 8PSK, 16/64/256 QAM), так що на кожній піднесе формується свій сигнал, які перед випромінюванням в ефір складаються, формуючи OFDM сигнал. Множинний доступ може бути організований за рахунок виділення різним користувачам різних ділянок доступного частотного діапазону.

#### 1.4.6 Математична модель хаотичного радіоімпульса

Хаотичні радіоімпульси представляють собою фрагменти хаотичного сигналу, який генерується безпосередньо в необхідному частотному діапазоні.

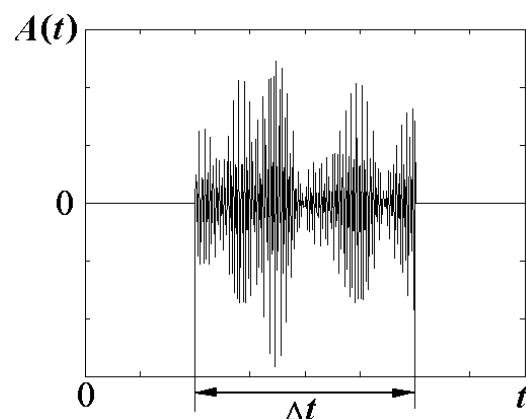


Рис.1.27 Часова діаграма хаотичного радіоімпульсу



Формування імпульсів здійснюється або за рахунок зовнішньої модуляції, або за рахунок внутрішньої в транзисторному генераторі хаотичних коливань.

$$\Delta F \approx \Delta f + 2\Delta s, \quad (1.8)$$

де  $\Delta f$  - смуга хаотичного сигналу,  $\Delta s$ - характерна ширина спектра модулюючого відеоімпульса.

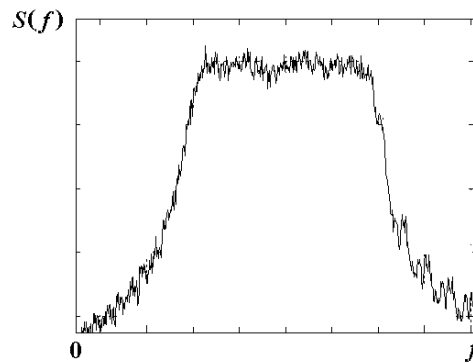


Рис.1.28 Спектр хаотичного радіоімпульсу

За умови, що тривалість модулюючого відеоімпульса  $\Delta t$  задовольняє співвідношенню:

$$\Delta s = 1/\Delta t \ll \Delta f, \quad (1.9)$$

тобто імпульс містить більше декількох квазіперіодів хаотичних коливань, ширина спектра потужності потоку хаотичних радіоімпульсів практично збігається з шириною безперервного хаотичного сигналу. База хаотичного радіоімпульса визначається добутком смуги хаотичного сигналу на тривалість  $B = \Delta t \Delta F$ , і може змінюватися в широких межах.

#### 1.4.7 Імпульси з лінійно-частотною модуляцією

Надширокосмугові ЛЧМ-імпульси являють собою імпульсні сигнали, всередині імпульсу частота змінюється за лінійним законом або зростаючи, або зменшуючись

$$A(t) = A_0(T) \sin(2\pi f_0 t \pm \pi \alpha t^2), \quad (1.10)$$

де  $A_0(T)$ - огибаюча ЛЧМ імпульсу,  $f_0$  - початкова частота коливань (на початку імпульсу),  $\alpha$  – швидкість переналаштування частоти.

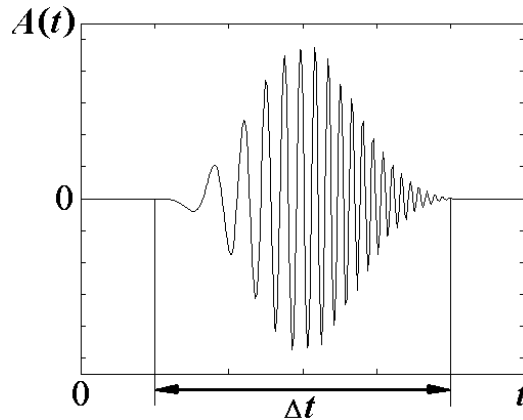


Рис.1.29 Часова діаграма ЛЧМ-імпульсу

База ЛЧМ-імпульсу становить  $B=\Delta t\Delta F$ , вона може перевищувати 1, проте не може бути великою.

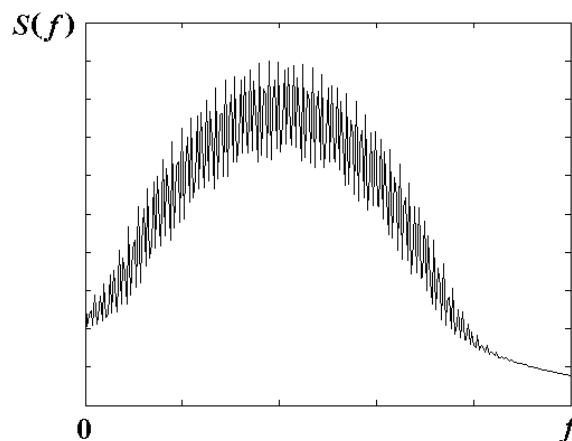


Рис.1.30 Спектр ЛЧМ-імпульсу

### 1.5 Аналіз технічних реалій по поширенню РРЛ ТГц діапазону та існуючих технічних рішень по ТГц

DWM1000 – це IEEE802.15.4-2011 UWB-сумісний бездротовий приймач, зроблений на основі DW1000 IC від Decawave (рис.1.31). Цей модуль дозволяє знаходити об'єкти в системах реального часу (RTLS) з

точністю до 10 см в приміщенні, з високою швидкістю передачі даних до 6,8 Мбіт/с і відмінним діапазоном зв'язку до 300 м завдяки когерентним методам приймача.



Рис.1.31 DWM1000

Модуль Decawave DWM1000 оптимізований для передачі даних в реальному часі та для систем визначення місця розташування в реальному часі (RTLS) та для бездротових мереж датчиків (WSN).

Модуль PulsON 440 компанії Time Domain (рис.1.32). Центральним елементом модуля P440 є новий UWB-модуль Fully Integrated Front End (FIFE), який об'єднує два чіпи SiGe (Pulser і Analog Front End) в один чіп, який менший і потужніший, ніж будь-який з його попередників.



Рис.1.32 Модуль PulsON 440

Отриманий на основі FIFE модуль P440 являє собою приблизний розмір кредитної картки (56мм x 89мм), пропонує кілька варіантів

інтерфейсу (USB, Ethernet, послідовний, SPI і CAN) і споживає менше половини потужності попереднього P410 і P412. Він використовується для:

- покращення роботи GPS та інерційних систем стеження в умовах багатопроменевого розповсюдження;
- точное виміру відстані для керування машинами;
- виявлення вторгнення;
- безконтактне відстеження.

### **Висновки до розділу 1**

В розділі були розглянуті загальні характеристики терагерцового діапазону та технологій, що працюють в ньому та принципи побудови РРЛ. Також було встановлено, що UWB сигнал, це сигнал для якого виконується  $L/c \gg 1$ . Були розглянуті основні переваги UWB систем, а саме: висока пропускна здатність, невелика складність, стійкість до сильного багатопроменевого розповсюдження, зменшення ймовірності перехоплення сигналу.

В другому розділі буде проведений розрахунок енергетичного бюджету безпроводової лінії зв'язку.

## **2 РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИЧНОГО БЮДЖЕТУ БЕЗДРОТОВОЇ ТКС НА БАЗІ UWB СИГНАЛІВ**

Оскільки дальність зв'язку радіорелейної лінії, що розраховується, є одним з головних її параметрів, пропонується провести енергетичний розрахунок бездротової ТКС на базі UWB сигналів.

## **2.1 Затухання сигналів в атмосфері**

При проектуванні бездротової ТКС на базі UWB сигналів необхідно врахувати затухання сигналів в атмосфері, оскільки вони можуть вплинути на роботу всієї системи.

Розглянемо причини затухання в діапазоні частот 30-300 ГГц, які важливо врахувати при виконанні нашого завдання:

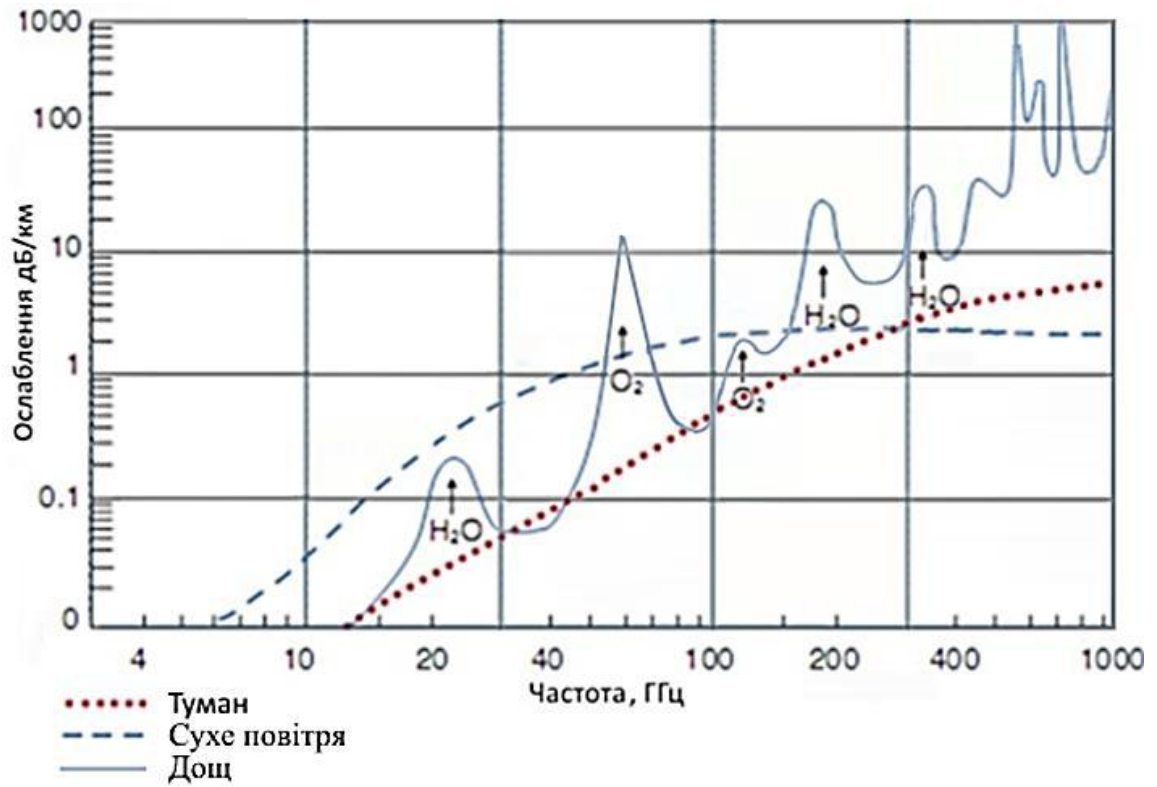
- затухання внаслідок послаблення радіосигналу гідрометеорами;
- затухання внаслідок поглинання радіосигналу в газах;
- затухання внаслідок впливу діаграм спрямованості антен.

Дифракційні та інтерференційні завмирання не враховуються.

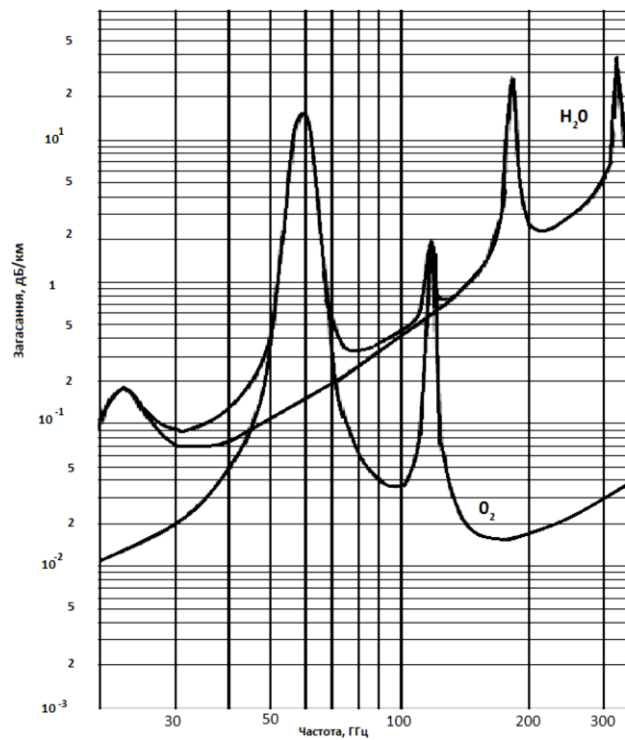
Отже, розглянемо більше детально наступні причини затухань.

### **2.1.1 Затухання внаслідок поглинання радіосигналу в газах**

Затухання в атмосфері терагерцових хвиль до частот 300 ГГц виникає здебільшого внаслідок присутності в повітрі парів кисню та води. Інші гази вносять незначний внесок в величину затухання терагерцових хвиль. На рис. 1 зображено результати дослідження залежності величини затухання радіохвиль від частоти, проведене 1996 року Міжнародним союзом елекрозов'язку при нормальних параметрах атмосфери (температура 15 °C , тиск 101,3 кПа та густині водяного пару 7.5 г/м<sup>3</sup> ) в безпосередній близькості від Землі. Одна крива досліджувала вплив кисню (крива O<sub>2</sub> – сухе повітря), інша – вплив парів води [16].



(а)



(б)

Рис. 2.1 Залежність величини затушення від частоти з врахуванням (а) та без врахування (б) впливу дощу, розрахована ІТУ в 1996 році (Rec.676)

З рис. 2.1 можна визначити, що вплив параметрів атмосфери можна зменшити вибравши частоти, що знаходяться в радіовікні.

### 2.1.2 Затухання внаслідок послаблення радіосигналу гідро метеорами

Розглянемо частотні характеристики затухання для дощу з різними інтенсивностями та законами розподілу крапель води (різними моделями) зображені на рис. 2.2. Погонне затухання у дощі  $\gamma_d$  (дБ/км) визначається інтенсивністю дощу  $R$  (мм/час). З рисунку 2.2 можна зробити висновок, що при збільшенні частоти хвиль, затухання в дощі також значно підвищується.

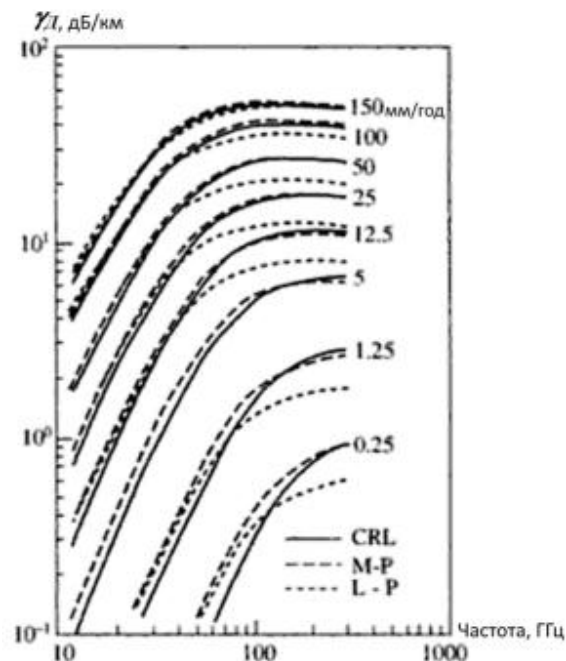


Рис. 2.2 Частотні характеристики затухання в залежності від закону розподілу крапель води в дощі: CRL модель, яка заснована на спостереженні затухання терагерцових хвиль в атмосфері, M-P – модель Маршала-Палмера, L-P – модель Ло-Парсона

Порівняно з впливом дощу на затухання сигналів, вплив снігу та туману значно менший.

Отже, при проектуванні високошвидкісних надширокосмугових безпроводових систем, слід використовувати наступні частотні діапазони

110-150 ГГц і 220-310 ГГц [16]. В цих діапазонах частот, можна використати смуги частот шириною 40-90 ГГц, що призведе до збільшення інформаційної ємності.

## 2.2 Розрахунок енергетичного бюджету

Перед початком розрахунку, слід врахувати вплив погодних умов на затухання електромагнітних хвиль, що в свою чергу впливає на дальність передачі інформації. При збільшенні частоти зростає затухання.

Отже, виділимо три можливих варіанти в залежності від виду умов:

- ідеальні умови (враховуються лише затухання вільного простору);
- умови наближені до реальних (враховуються затухання в атмосфері та затухання у вільному просторі);
- несприятливі умови (до реальних умов додається затухання в дощі).

Для того, щоб розрахувати дальність зв'язку РРЛ, потрібно визначити константи [17]. В роботі незмінним залишається відношення сигналу до шуму (SNR) у приймальній антенні, при якому ще можливий зв'язок з конкретною модуляцією. Також обмежимо використанням фазової маніпуляції (BPSK), виходячи з того, що її використання можливе за поганих погодних умов у радіорелейному зв'язку (рис. 2.3) [17].

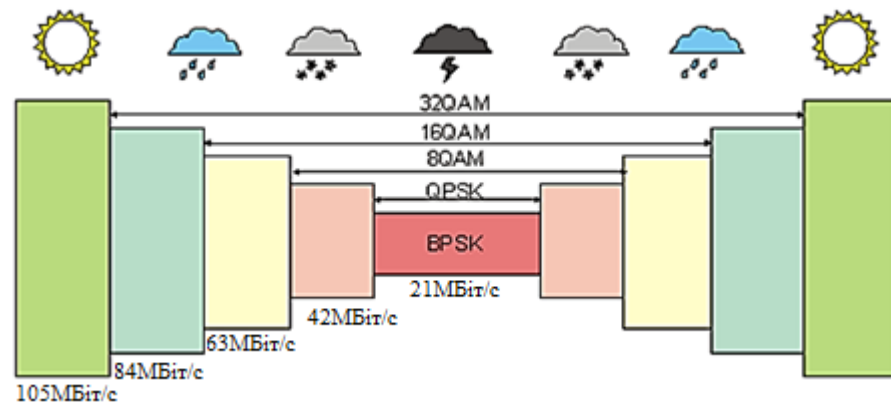


Рис. 2.3 Використання модуляцій у радіорелейному зв'язку в залежності від погодних умов



Задаємо значенням SNR при модуляції QPSK, не нижче 16 дБ, зважаючи на те, що значення бітової помилки не повинне бути гіршим за  $10^{-9}$  (табл.2.1) [17].

Таблиця 2.1. Залежність характеристик РРЛ від модуляції

Метод модуляції	SNR при BER= $10^{-9}$
BPSK	16
PAM	23
PPM	18
OOK	24

Структурна схема варіанту побудови РРЛ ТГЧ показана на рис. 2.4.

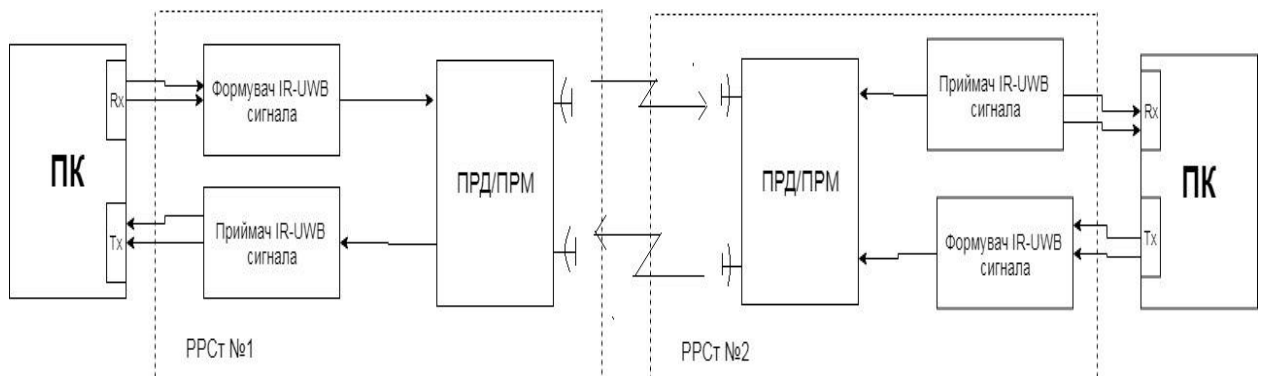


Рис. 2.4 Структурна схема макета дуплексної радіорелейної станції терагерцового діапазону

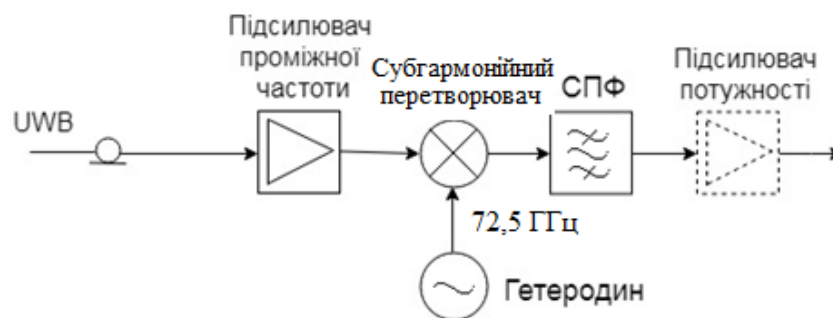


Рис. 2.5 Структурна схема передавального тракту

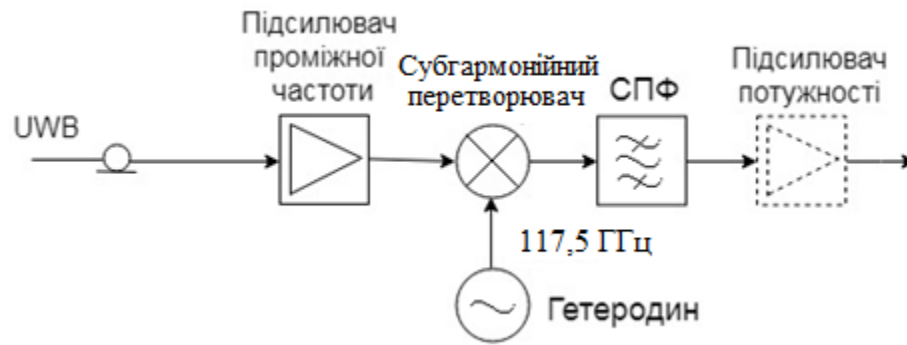


Рис. 2.6 Структурна схема приймального тракту

### 2.2.1 Побудова математичної моделі

Розрахунки будуть проведені для двох випадків, коли потужність передавача складає 50 мкВт, і коли потужність складає 50 мВт. Вхідні дані розміщені в табл. 2.2.

Таблиця 2.2 Вхідні дані розрахунку радіолінії

Частота передачі $f$ , ГГц	Середньостатистична інтенсивність дощу в Україні $\gamma_d$ , мм/год	Температура навколишнього середовища $T_0$ , К	Потужність передавача без ПП $P_{пер}$ , мкВт	Потужність передавача з ПП $P_{пер}$ , мВт	Діаметр антени передавача і приймача $D$ , м	Коефіцієнт використання поверхні антени $\eta$ , рази	Ширина спектру частот $\Delta f$ , ГГц	Коефіцієнт шуму приймача, дБ
130	35	290	50	50	0,3	0,6	30	12
145	35	290	50	50	0,3	0,6	30	12
160	35	290	50	50	0,3	0,6	30	12
220	35	290	50	50	0,3	0,6	30	12
235	35	290	50	50	0,3	0,6	30	12
250	35	290	50	50	0,3	0,6	30	12

В якості прототипу приймача був обраний прототип [18], коефіцієнт шуму якого складає 12 дБ.

При побудові математичної моделі було використано наступні формули [19,20]:

- формулу Фрііса;
- формулу Джона Б. Джонсона.

Формула передачі Фрііса — визначає потужність, одержувану однією антеною за ідеальних умов від іншої антени, що знаходиться на певній відстані, при відомій потужності, ідеальних умовах. Антени лінії зв'язку співнаправлені одна до одної та узгоджені по поляризації:

$$P_{\text{прм [Вт]}} = \frac{P_{\text{прд [Вт]}} G_{\text{прд [рази]}} G_{\text{прм [рази]}}}{L_0 \text{ [рази]}} \quad (2.1)$$

де  $P_{\text{прм [Вт]}}$  — потужність сигналу на прийомі;  $P_{\text{прд [Вт]}}$  — потужність антени передавача;  $G_{\text{прд [рази]}}$  — коефіцієнт підсилення антени передавача;  $G_{\text{прм [рази]}}$  — коефіцієнт підсилення антени приймача;  $L_0 \text{ [рази]}$  — ослаблення у вільному просторі, що знаходиться за формулою:

$$L_0 \text{ [рази]} = \left(4 \frac{\pi R_{\text{[м]}}}{\lambda_{\text{[м]}}}\right)^2 \quad (2.2)$$

де  $R$  — відстань між антенами;  $\lambda$  — довжина хвилі.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.3)$$

Формула (2.3) для розрахунку проходження радіосигналу під час дощу, також врахуємо послаблення в дощі  $L_{\text{д[дБ]}}$ .

$$L_{\text{д [дБ]}} = \gamma_{\text{д [дБ/км]}} \cdot R_{\text{еф [км]}} \quad (2.4)$$

де  $\gamma_{\text{д [дБ/км]}}$  — коефіцієнт ослаблення;  $R_{\text{еф [км]}}$  — ефективна відстань в дощі.

Згідно з рекомендацією ITU-RP.676 — при побудові наземних безпроводових ліній зв'язку, що працюють на частотах до 1000 ГГц, необхідно враховувати втрати потужності у атмосферних газах — водяних парах ( $\text{H}_2\text{O}$ ) та сухому повітрі.

На рис. 2.5, показано питоми загасання потужності, що розраховане відповідно до математичної моделі методу сумування резонансних ліній кисню та парів води для частот від 0 до 1000 ГГц при тиску 101,3 кПа, температурі 15° С, концентрації парів води 7,5 г/м<sup>3</sup> для парів води (синя

крива), для сухого повітря (червона крива), а також загальні втрати для горизонтальних наземних трас та наземних трас з малим кутом нахилу, що проходять поблизу Землі.

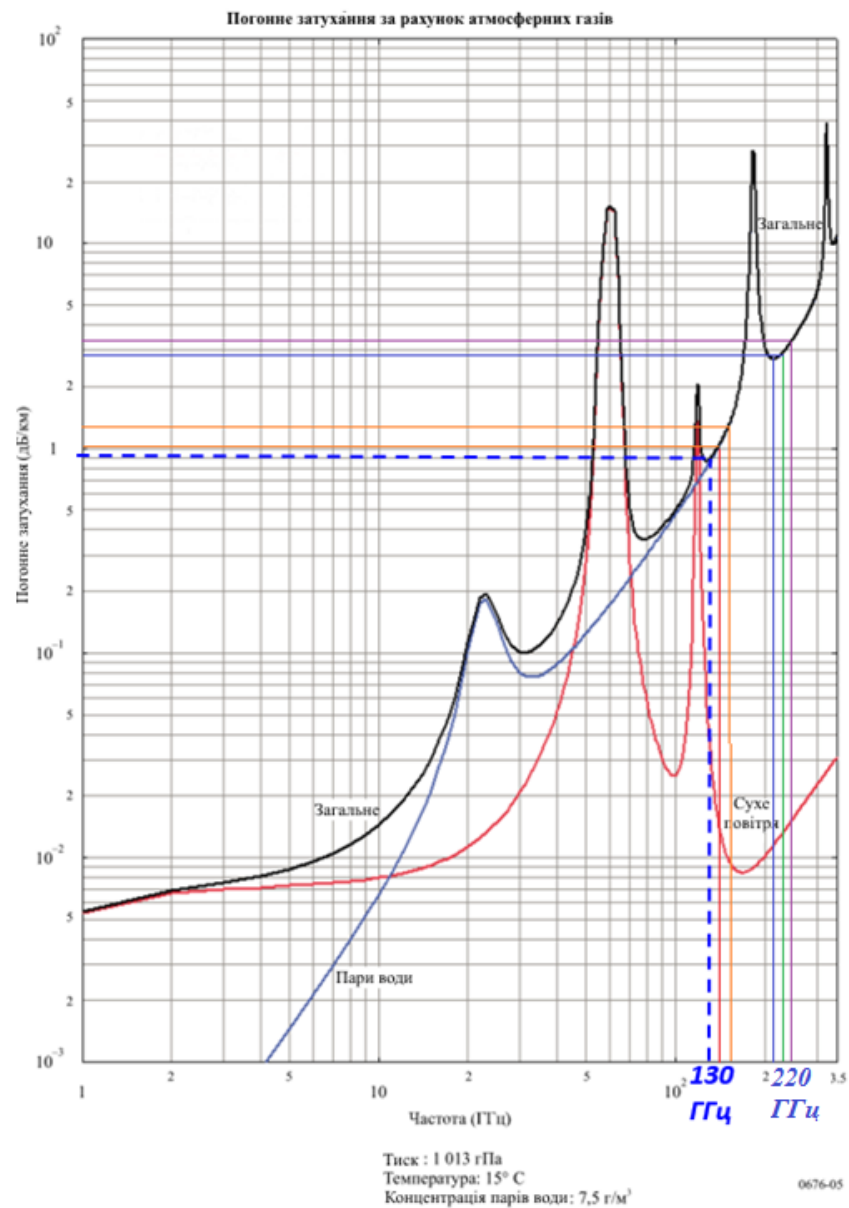


Рис. 2.5 Питомі криві втрат у водяному парі, сухому повітрі та загальні втрати при частотах передачі 130 ГГц, 145 ГГц і 160 ГГц

З рис. 2.5 видно, що загальні питомі втрати потужності  $\gamma_{\text{атм}}$  [дБ/км] складають :

Таблиця 2.3 Загальні питомі втрати потужності  $\gamma_{\text{атм}}$  [дБ/км]

Частота, ГГц	$\gamma_{\text{атм}}$ [дБ/км]
--------------	-------------------------------

130	0,9
145	1
160	1,3
220	2,9
235	2,9
250	3,2

Тоді загальні втрати потужності  $L_{\text{атм[дБ]}}$  на інтервалі протяжністю  $R[\text{км}]$  складатимуть:

$$L_{\text{атм[дБ]}} = \gamma_{\text{атм [дБ/км]}} R_{[\text{км}]} \quad (2.5)$$

Для розрахунку теплового шуму приймального пристрою використано формулу Джонсона:

$$P_{\text{ш [Вт]}} = k_{[\text{ВтК} \cdot \text{Гц}]} T_{\text{ш [К]}} \Delta f_{[\text{Гц}]} \quad (2.6)$$

де  $k_{[\text{ВтК} \cdot \text{Гц}]}$  – стала Больцмана;  $\Delta f_{[\text{Гц}]}$  – ширина спектру частот;  $T_{\text{ш [К]}}$  – шумова температура, знаходиться за формулою:

$$T_{\text{ш [К]}} = T_{0 [\text{К}]} (k_{\text{ш [рази]}} - 1) \quad (2.7)$$

де  $T_{0 [\text{К}]}$  — температура зовнішнього середовища;  $k_{\text{ш [рази]}}$  — коефіцієнт шуму приймача.

$$P_{\text{ш [Вт]}} = 1.38 * 10^{-23} * [290 * (18.241 - 1)] * 30 * 10^9 = 2.07 * 10^{-9} \quad (2.8)$$

Остаточна математична модель радіорелейної лінії має вигляд:

$$SNR_{[\text{дБ}]} = P_{\text{прд[дБВт]}} + G_{\text{прд[дБ]}} + G_{\text{прм[дБ]}} - L_{0[\text{дБ}]} - L_{\text{д[дБ]}} - L_{\text{атм[дБ]}} - P_{\text{ш[дБВт]}} \quad (2.9)$$

де  $SNR_{[\text{дБ}]}$  – відношення сигнал/шум на виході приймальної антени;  $P_{\text{прд[дБВт]}}$  – вихідна потужність передавача;  $G_{\text{прд/прм [дБ]}}$  – підсилення передавальної/приймальної антени, знаходиться за формулою:

$$G_{\text{прд/прм [дБ]}} = 10 \lg \left( \eta_{\frac{\text{прд}}{\text{прм[рази]}}} \left( \frac{\pi D_{\text{прд}}}{\lambda_{\text{м}} \text{прм}} \right)^2 \right) \quad (2.10)$$

де  $\eta_{\text{прд/прм}}[\text{рази}]$  – коефіцієнт використання поверхні антени передавача/приймача;  $D_{\text{прд/прм}}[\text{рази}]$  – діаметр антени передавача/приймача [м];  $\lambda_{\text{м}}$  – довжина хвилі;  $L_0[\text{дБ}]$  – послаблення в вільному просторі, знаходиться за формулою:

$$L_0[\text{дБ}] = 10 \lg(L_0[\text{рази}]) \quad (2.11)$$

$L_{\text{д}}[\text{дБ}]$  – послаблення в дощі, знаходиться за формулою:

$$L_{\text{д}}[\text{дБ}] = \gamma_{\text{д}}[\text{дБ/км}] \cdot R_{\text{еф}}[\text{км}] \quad (2.12)$$

$\gamma_{\text{д}}[\text{дБ/км}]$  – погонне затухання сигналу в дощі, знаходиться за формулою:

$$\gamma_{\text{д}}[\text{дБ/км}] = k_{\text{дощ}}[\text{рази}] R_{\text{інтДощ}}^{\alpha}[\text{рази}] \quad (2.13)$$

де  $\alpha$  та  $k_{\text{дощ}}$  – частотно-залежні коефіцієнти, що знаходяться відповідно до рекомендації ITU-RP.838;  $R_{\text{інтДощ}}[\text{мм/год}]$  – інтенсивність дощу, по Україні середня – 35 мм/год;  $R_{\text{еф}}[\text{км}]$  – ефективна відстань, знаходиться за формулою:

$$R_{\text{еф}}[\text{км}] = R_{\text{км}} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{км}}}{35e^{-0.015 \cdot R_{\text{інтДощ}}[\text{км}]}}} \right) \quad (2.14)$$

де  $R_{\text{км}}$  – відстань між антенами;  $P_{\text{ш}}[\text{дБВт}]$  – потужність шуму, знаходиться за формулою:

$$P_{\text{ш}}[\text{дБВт}] = 10 \lg(P_{\text{ш}}[\text{рази}]) \quad (2.15)$$

Для частоти 145 ГГц підсилення становить:

$$G_{\text{прд/прм}}[\text{дБ}] = 10 \lg \left( 0.6 \left( \frac{3.14 \cdot 0.3}{2.069 \cdot 10^{-3}} \right)^2 \right) \approx 51 \text{ дБ} \quad (2.16)$$

Для частоти 235 ГГц підсилення становить:

$$G_{\text{прд/прм}}[\text{дБ}] = 10 \lg \left( 0.6 \left( \frac{3.14 \cdot 0.3}{1.277 \cdot 10^{-3}} \right)^2 \right) \approx 56 \text{ дБ} \quad (2.17)$$

Визначимо максимальну довжину інтервалу R радіорелейної лінії виходячи з вищенаведених даних.

1) відношення сигнал/шум на вході приймача радіорелейної станції при модуляції BPSK повинно бути не меншим, ніж 16 дБ, тобто  $SNR_{\text{дБ}} = 16 \text{ дБ}$ ;

2) загасання  $L_0$ [дБ],  $L_{атм}$ [дБ] та  $L_d$ [дБ] є функцією шуканої дальності  $R$  (тобто  $L_0$ [дБ]= $f_1(R)$ ,  $L_{атм}$ [дБ]= $f_2(R)$ ,  $L_d$ [дБ]= $f_3(R)$ ), перепишемо рівняння для  $SNR$ [дБ] наступним чином:

$$L_d + L_0 + L_{атм} = P_{прд} + G_{прд} + G_{прм} - P_{ш} - SNR \quad (2.18)$$

Враховуючи, що права частина виразу (2.18) є константою, введемо позначення:

$$C = P_{прд} + G_{прд} + G_{прм} - P_{ш} - SNR \quad (2.19)$$

Ліва частина виразу (2.18) при перетворенні матиме вигляд:

$$f(R_{км}) = L_0 + L_{атм} + L_d \quad (2.20)$$

З урахуванням введених перетворень, рівняння (2.18) відносно невідомого параметра  $R_{км}$  є трансцендентним, тому його вирішення можливе або графічно, або аналітичне з використанням чисельних методів. Оберемо графічний метод вирішення рівняння. Для цього побудуємо графік залежності функції  $f(R_{км})$  від параметра  $R_{км}$  для трьох випадків для кожної з частот передачі: при ідеалізованому випадку, дощу і затухань в атмосфері, тобто при  $\gamma_d = 0$  та  $\gamma_{атм} = 0$  (рис. 2.6-2.11).

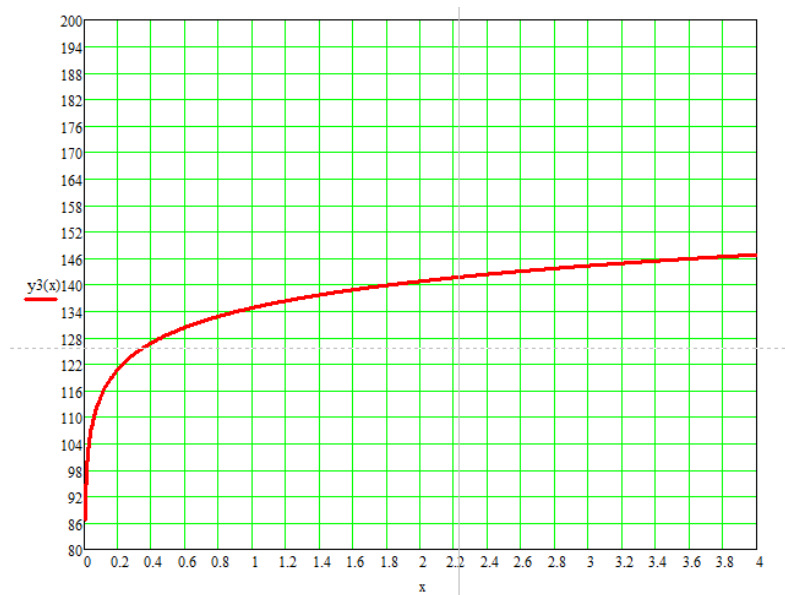


Рис. 2.6 Графік залежності  $f(R_{км})$  від параметра  $R_{км}$  при  $\gamma_d$  [дБ/км] = 0 та  $\gamma_{атм}$  [дБ/км] = 0 при частоті передачі 130 ГГц

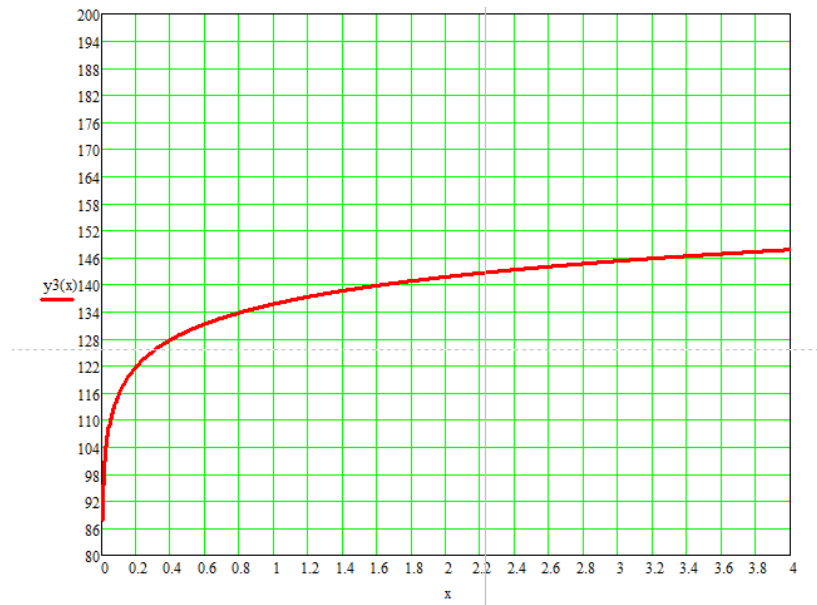


Рис. 2.7 Графік залежності  $f(R_{\text{км}})$  від параметра  $R_{\text{км}}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та  $\gamma_{\text{атм}} [\text{дБ/км}] = 0$  при частоті передачі 145 ГГц

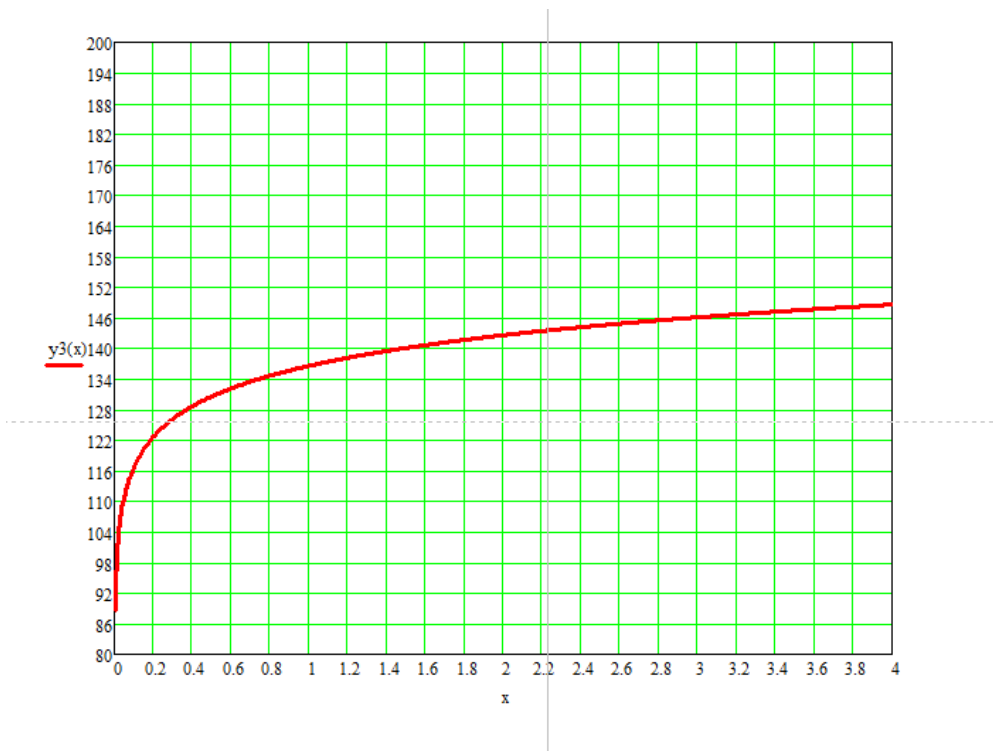


Рис. 2.8 Графік залежності  $f(R_{\text{км}})$  від параметра  $R_{\text{км}}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та  $\gamma_{\text{атм}} [\text{дБ/км}] = 0$  при частоті передачі 160 ГГц



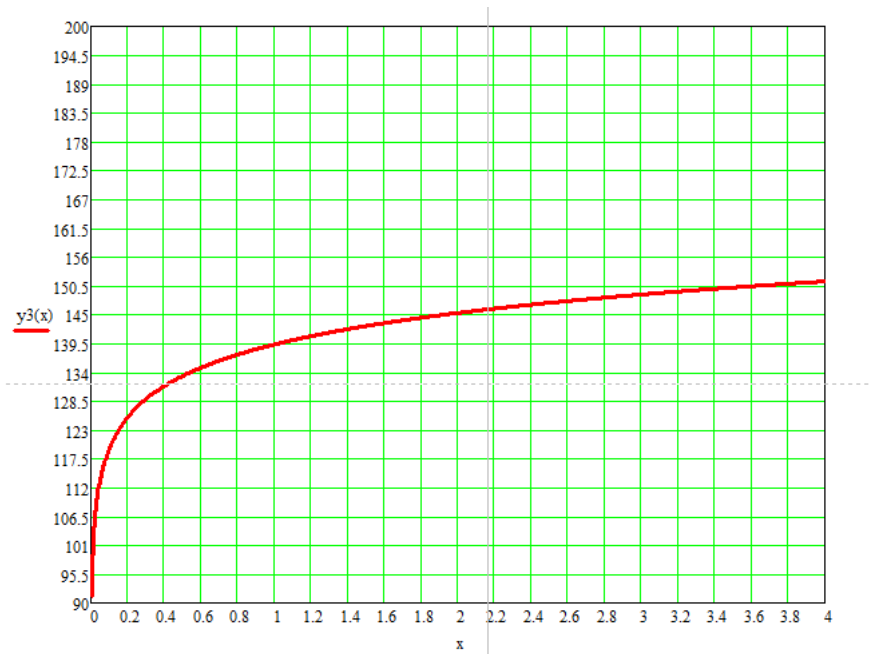


Рис. 2.9 Графік залежності  $f(R_{[км]})$  від параметра  $R_{[км]}$  при  $\gamma_{д [дБ/км]} = 0$  та  $\gamma_{атм [дБ/км]} = 0$  при частоті передачі 220 ГГц

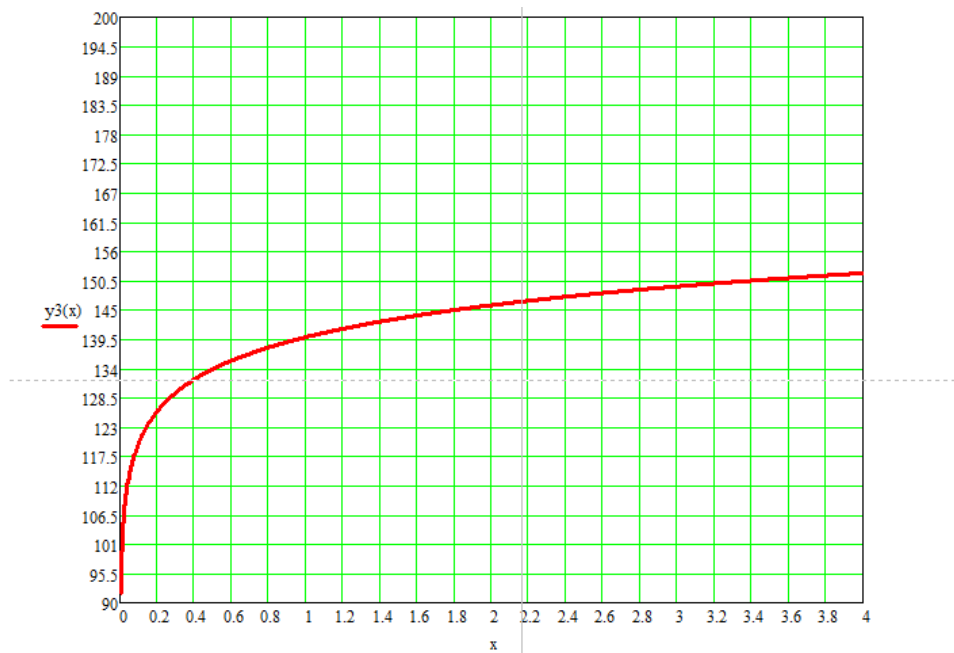


Рис. 2.10 Графік залежності  $f(R_{[км]})$  від параметра  $R_{[км]}$  при  $\gamma_{д [дБ/км]} = 0$  та  $\gamma_{атм [дБ/км]} = 0$  при частоті передачі 235 ГГц

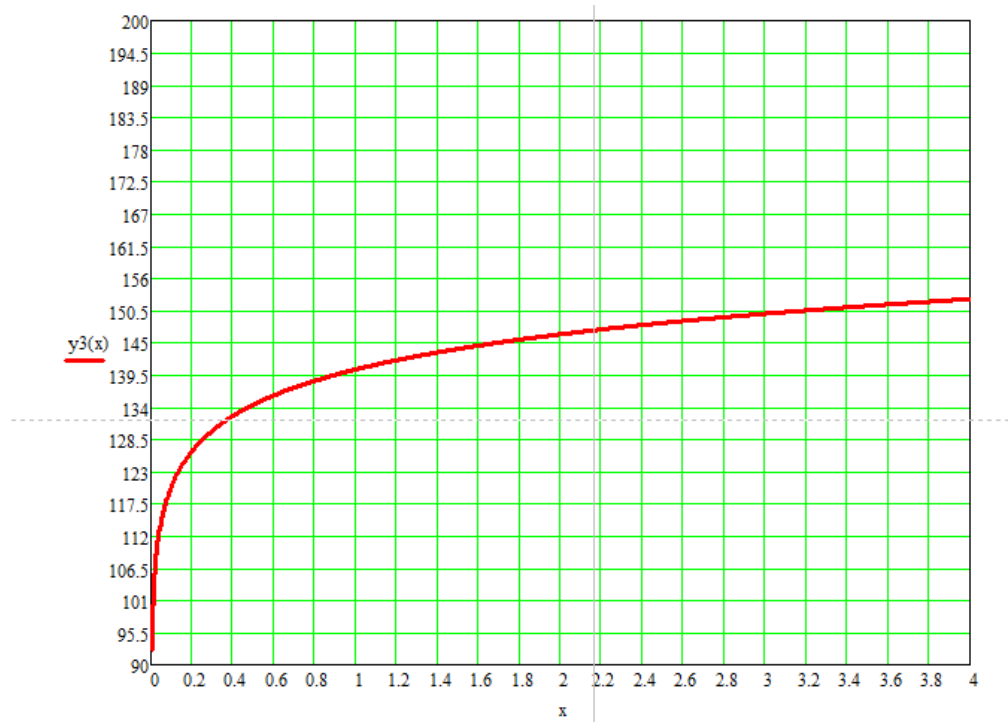


Рис. 2.11 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та  $\gamma_{\text{атм}} [\text{дБ/км}] = 0$  при частоті передачі 250 ГГц

При наявності затухань в атмосфері та відсутності дощу ( $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$ ) (рис. 2.12-2.17).



Рис. 2.12 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та при частоті передачі 130 ГГц



Рис. 2.13 Графік залежності  $f(R_{[км]})$  від параметра  $R_{[км]}$  при  $\gamma_d [дБ/км] = 0$  та при частоті передачі 145 ГГц



Рис. 2.14 Графік залежності  $f(R_{[км]})$  від параметра  $R_{[км]}$  при  $\gamma_d [дБ/км] = 0$  та при частоті передачі 160 ГГц



Рис. 2.15 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та при частоті передачі 220 ГГц



Рис. 2.16 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та при частоті передачі 235 ГГц

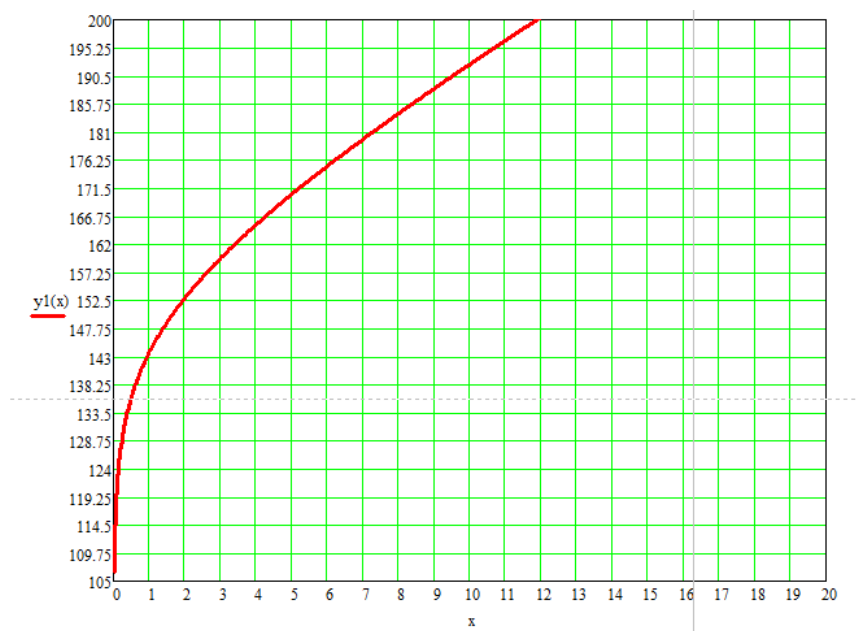


Рис. 2.17 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 0$  та при частоті передачі 250 ГГц

При наявності затухань в атмосфері та при наявності дощу, коли  $\gamma_{\text{д}} = 15,5 [\text{дБ/км}]$  (рис. 2.18-2.23).



Рис. 2.18 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 15,5$  та при частоті передачі 130 ГГц

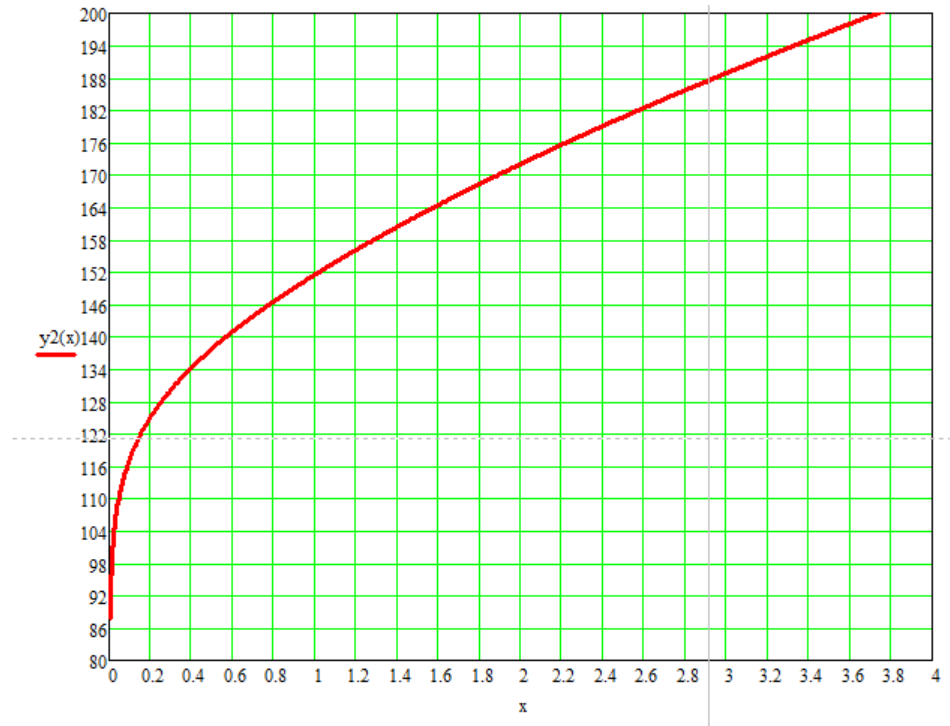


Рис. 2.19 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 15,5$  та при частоті передачі 145 ГГц

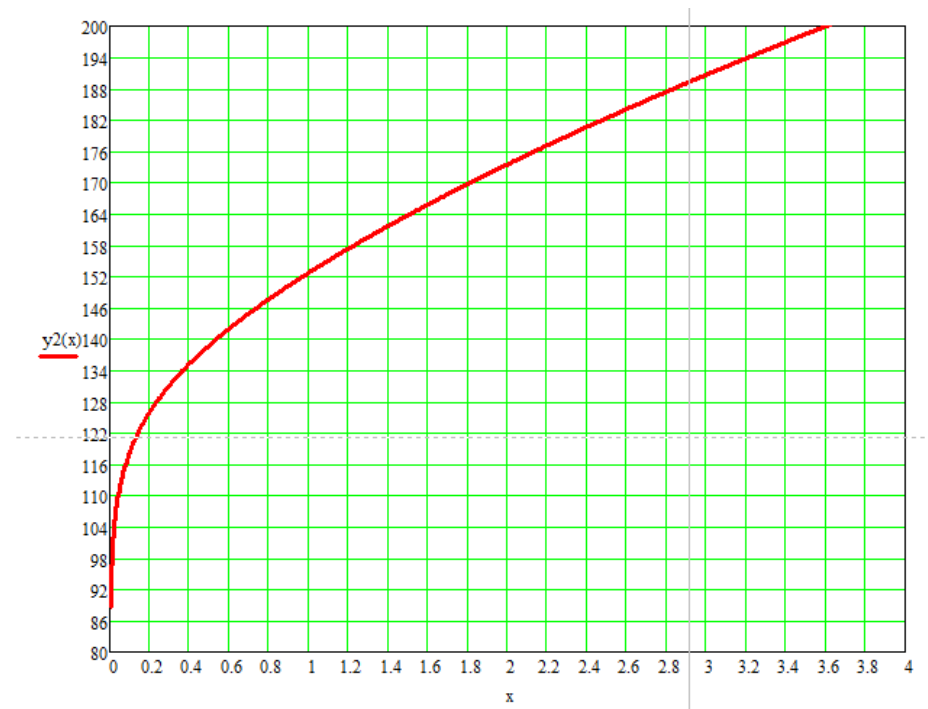


Рис. 2.20 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 15,5$  та при частоті передачі 160 ГГц



Рис. 2.21 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 15,5$  та при частоті передачі 220 ГГц

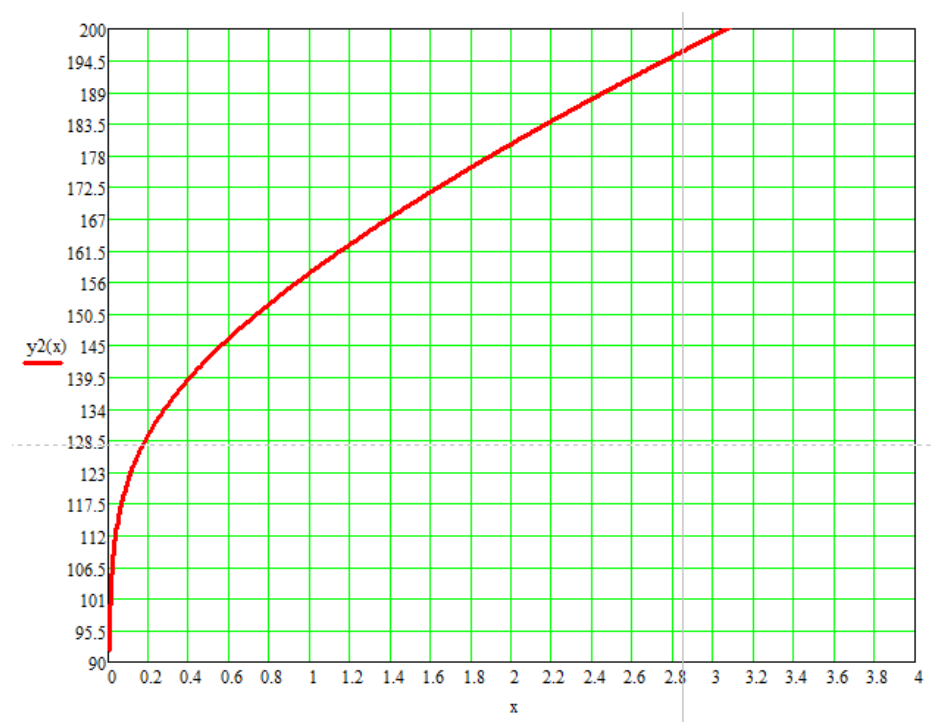


Рис. 2.22 Графік залежності  $f(R_{[\text{км}]})$  від параметра  $R_{[\text{км}]}$  при  $\gamma_{\text{д}} [\text{дБ/км}] = 15,5$  та при частоті передачі 235 ГГц

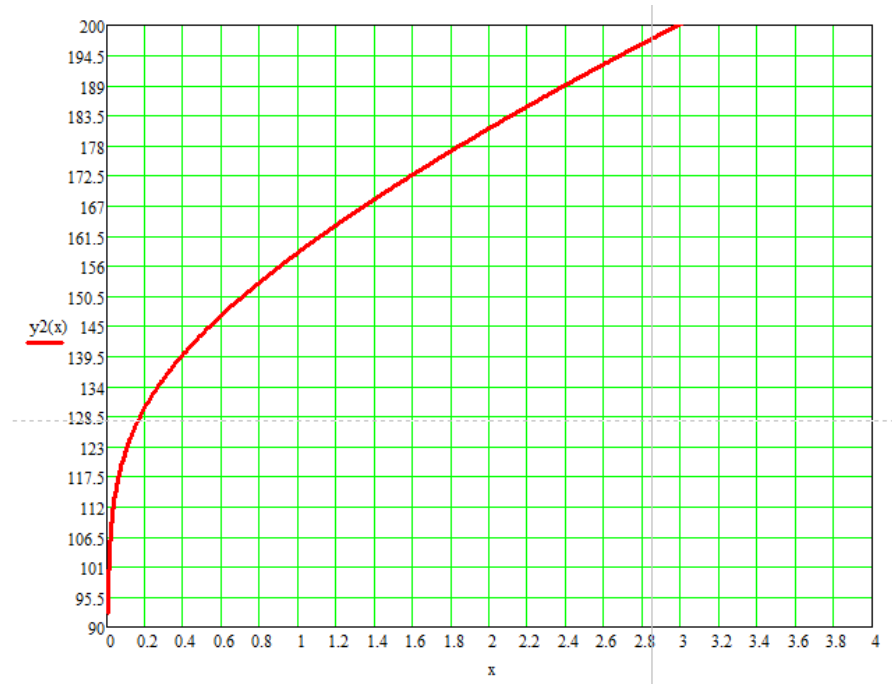


Рис. 2.23 Графік залежності  $f(R_{[км]})$  від параметра  $R_{[км]}$  при  $\gamma_d$  [дБ/км]=15,5 та при частоті передачі 250 ГГц

Для надання ефективного зв'язку слід визначити безперешкодність лінії прямої видимості розташованої між антенами передавача та приймача. Оскільки, найбільший вплив створюють перешкоди, що потрапляють в середину першої зони Френеля, визначимо радіус цієї зони за формулою:

$$R_{[м]} = 17.3 \sqrt{\frac{1}{f_{[ГГц]}} * \frac{S_{[км]}D_{[км]}}{S_{[км]}+D_{[км]}}} \quad (2.21)$$

де R - радіус в метрах, S - відстань від точки до передавача в км, D - відстань від точки до приймача в км, f - несуча частота в ГГц.

### 2.2.2 Аналіз результатів розрахунку

Після проведення математичного розрахунку були отримані дані щодо відстаней, на які можливо передавати інформацію за заданих умов (таблиця 2.4).

Таблиця 2.4 Результати розрахунку відстані зв'язку при модуляції BPSK

Частота	Погодні	При вихідній потужності (без	При вихідній потужності (з ПП)
---------	---------	------------------------------	--------------------------------



передачі, ГГц	умови	ПП) $50 \cdot 10^{-6}$ , Вт			$50 \cdot 10^{-3}$ , Вт		
		Постійна С, дБ	Відстань, км	Радіус першої зони Френеля, м	Постійна С, дБ	Відстань, км	Радіус першої зони Френеля, м
130	Ідеалізований випадок	127,837	0,453	0,023	157,837	14,316	0,128
	Без дощу	127,837	0,433	0,022	157,837	6,96	0,09
	В дощі	127,837	0,272	0,018	157,837	1,332	0,039
145	Ідеалізований випадок	129,734	0,505	0,023	159,734	15,967	0,128
	Без дощу	129,734	0,478	0,022	159,734	7,073	0,085
	В дощі	129,734	0,292	0,017	159,734	1,371	0,038
160	Ідеалізований випадок	131,444	0,557	0,023	161,444	17,619	0,128
	Без дощу	131,444	0,516	0,022	161,444	6,58	0,078
	В дощі	131,444	0,309	0,017	161,444	1,392	0,036
220	Ідеалізований випадок	136,976	0,766	0,023	166,976	24,226	0,128
	Без дощу	136,976	0,622	0,021	166,976	4,83	0,057
	В дощі	136,976	0,361	0,016	166,976	1,415	0,031
235	Ідеалізований випадок	138,122	0,818	0,023	168,122	25,878	0,128
	Без дощу	138,122	0,657	0,02	168,122	4,952	0,056
	В дощі	138,122	0,374	0,015	168,122	1,411	0,03
250	Ідеалізований випадок	139,197	0,871	0,023	169,197	27,53	0,128
	Без дощу	139,197	0,678	0,02	169,197	4,762	0,053
	В дощі	139,197	0,385	0,015	169,197	1,445	0,029

Таблиця 2.5 Результати розрахунку відстані зв'язку при модуляції РАМ

Частота передачі,	Погодні умови	При вихідній потужності (без ПП) $50 \cdot 10^{-6}$ , Вт		При вихідній потужності (з ПП) $50 \cdot 10^{-3}$ , Вт	

ГГц		Постійна С, дБ	Відстань, км	Радіус першої зони Френеля, м	Постійна С, дБ	Відстань, км	Радіус першої зони Френеля, м
130	Ідеалізований випадок	120,837	0,202	0,015	150,837	6,395	0,086
	Без дощу	120,837	0,198	0,015	150,837	4,157	0,069
	В дощі	120,837	0,152	0,013	150,837	1,017	0,034
145	Ідеалізований випадок	122,734	0,226	0,015	152,734	7,132	0,086
	Без дощу	122,734	0,22	0,015	152,734	4,332	0,067
	В дощі	122,734	0,165	0,013	152,734	1,053	0,033
160	Ідеалізований випадок	124,444	0,249	0,015	154,444	7,87	0,086
	Без дощу	124,444	0,24	0,015	154,444	4,198	0,063
	В дощі	124,444	0,177	0,013	154,444	1,076	0,032
220	Ідеалізований випадок	129,976	0,342	0,015	159,976	10,822	0,086
	Без дощу	129,976	0,309	0,014	159,976	3,436	0,048
	В дощі	129,976	0,217	0,012	159,976	1,118	0,028
235	Ідеалізований випадок	131,122	0,366	0,015	161,122	11,559	0,086
	Без дощу	131,122	0,328	0,014	161,122	3,542	0,047
	В дощі	131,122	0,227	0,012	161,122	1,142	0,027
250	Ідеалізований випадок	132,197	0,389	0,015	162,197	12,297	0,086
	Без дощу	132,197	0,343	0,014	162,197	3,45	0,045
	В дощі	132,197	0,235	0,012	162,197	1,15	0,026

Таблиця 2.6 Результати розрахунку відстані зв'язку при модуляції PPM

Частота передачі, ГГц	Погодні умови	При вихідній потужності (без ПП) $50 \cdot 10^{-6}$ , Вт			При вихідній потужності (з ПП) $50 \cdot 10^{-3}$ , Вт		
		Постійна С, дБ	Відстань, км	Радіус першої	Постійна С, дБ	Відстань, км	Радіус першої



				м			м
130	Ідеалізований випадок	119,837	0,18	0,014	149,837	5,699	0,081
	Без дощу	119,837	0,177	0,014	149,837	3,832	0,066
	В дощі	119,837	0,139	0,013	149,837	0,975	0,034
145	Ідеалізований випадок	121,734	0,201	0,014	151,734	6,357	0,081
	Без дощу	121,734	0,197	0,014	151,734	4,007	0,064
	В дощі	121,734	0,151	0,012	151,734	1,011	0,032
160	Ідеалізований випадок	123,444	0,222	0,014	153,444	7,014	0,081
	Без дощу	123,444	0,215	0,014	153,444	3,908	0,06
	В дощі	123,444	0,162	0,012	153,444	1,034	0,031
220	Ідеалізований випадок	128,976	0,305	0,02	158,976	9,645	0,114
	Без дощу	128,976	0,278	0,014	158,976	3,254	0,047
	В дощі	128,976	0,2	0,012	158,976	1,078	0,027
235	Ідеалізований випадок	130,122	0,326	0,014	160,122	10,302	0,081
	Без дощу	130,122	0,295	0,014	160,122	3,358	0,046
	В дощі	130,122	0,21	0,012	160,122	1,101	0,026
250	Ідеалізований випадок	131,197	0,347	0,014	161,197	10,96	0,081
	Без дощу	131,197	0,309	0,014	161,197	3,277	0,044
	В дощі	131,197	0,218	0,011	161,197	1,109	0,026

## Висновки до розділу 2

Проаналізувавши отримані результати можна зробити висновок, що при розрахунку енергетичного балансу радіорелейної лінії терагерцового діапазону, параметри якої відповідають розробленій радіорелейній лінії, знайдено значення відстаней, на які можливий зв'язок при модуляції BPSK, PAM, PPM та OOK у випадках:

- Ідеалізованого прольоту при наявності підсилювача потужності (вихідною потужністю 50 мВт) та без нього (вихідною потужністю 50 мкВт).
- Реальному прольоті при наявності підсилювача потужності (вихідною потужністю 50 мВт) та без нього (вихідною потужністю 50 мВт).
- Несприятливому випадку при наявності підсилювача потужності (вихідною потужністю 50 мВт) та без нього (вихідною потужністю 50 мВт).

Виходячи з отриманих результатів для подальшого використання обрано модуляцію BPSK, оскільки при мінімальній потужності дальність передачі становить 433-678 м.

В наступному розділі буде розроблено структурну схему бездротової ТКС з використанням UWB сигналів.

### 3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ БЕЗДРОТОВОЇ ТКС З ВИКОРИСТАННЯМ UWB СИГНАЛІВ ТА ОПИС ПРИНЦИПУ ЇЇ ДІЇ

Перед початком розробки структурної схеми бездротової ТКС визначимо початкові параметри, які вказувалися в розділі 2. Тип бездротової ТКС – дуплексний, модуляція – BPSK, швидкість передачі – 100 Мбіт/с, діапазон робочих частот на передачу – 130-160 ГГц, на прийом – 220-250 ГГц, вихідна потужність – 50 мВт, чутливість –  $2.07 \cdot 10^{-9}$  Вт.

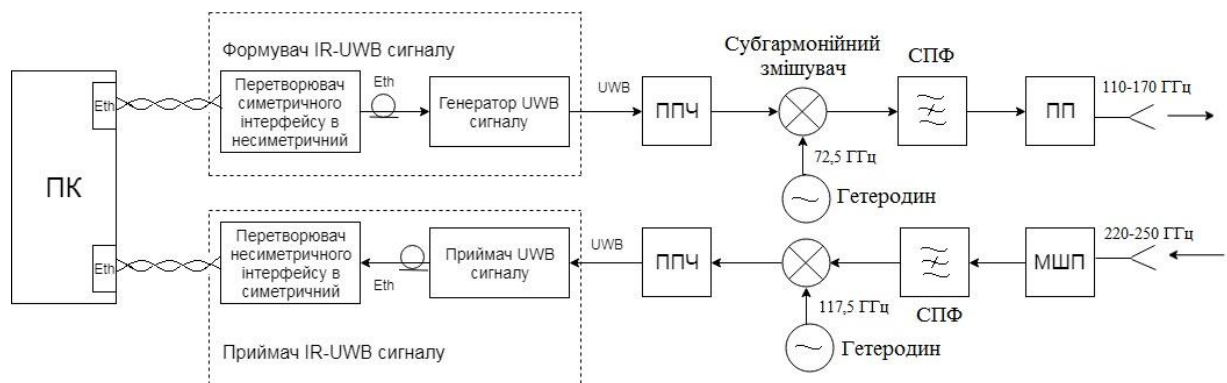


Рис. 3.1 Схема дуплексної радіорелейної станції терагерцового діапазону

#### 3.1 Структурна схема та принцип дії передавального тракту РРЛ ТГц

Розглянемо більш детально передавальний тракт нашої РРЛ зображений на рис. 3.2.

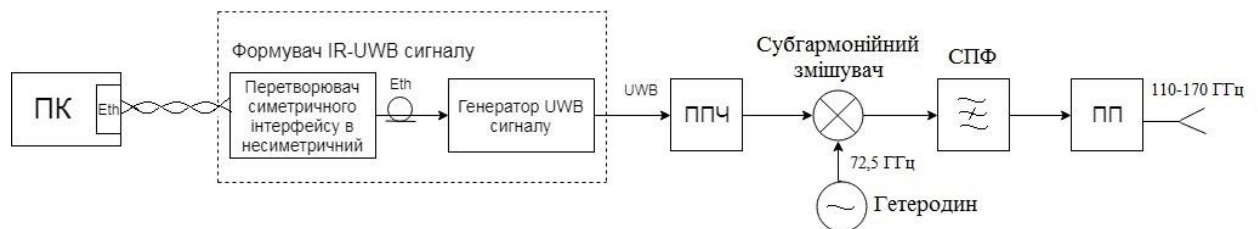


Рис. 3.2 Схема передавального тракту дуплексної радіорелейної станції терагерцового діапазону

З персонального комп'ютера (ПК) (з виходу передавальної частини мережевого інтерфейсу Ethernet) по витій парі передається інформаційний сигнал, у вигляді послідовності електричних імпульсів зі швидкістю 100 Мбіт/с, що надходить до формувача IR-UWB сигналу. Формувач складається з перетворювача симетричного інтерфейсу в несиметричний та генератора UWB сигналу. В якості перетворювача можна використати диференційний підсилювач (рис.3.3) на бази транзисторів якого подається симетричний сигнал. Диференційний підсилювач підсилює парафазний сигнал, що передається по двом з'єднувальним лініям. Крім того, диференційний підсилювач дозволяє переходити від несиметричного подання сигналу (щодо корпусу або землі) до симетричного (парафазного) і навпаки [21].

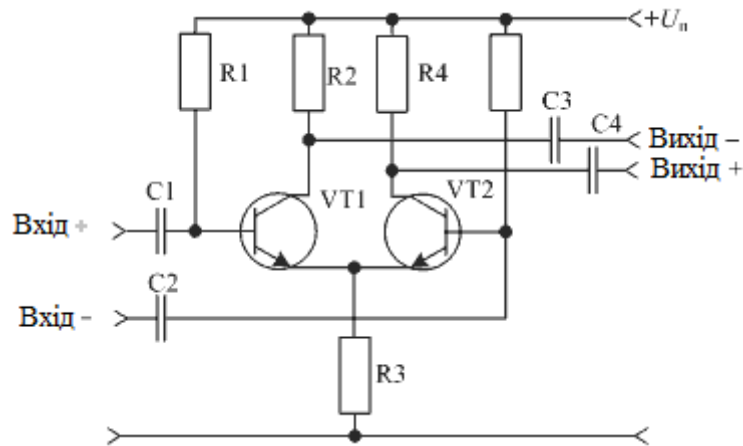


Рис.3.3 Схема найпростішого диференційного підсилювача

Після надходження сигналу з симетричним інтерфейсом на вхід перетворювача інтерфейсу, сигнал перетворюється в послідовність з несиметричним інтерфейсом, які далі надходять по інтерфейсу Ethernet до генератора UWB сигналу.

Можливі два варіанти роботи кодування інформаційних бітів в UWB генераторі:

- 1) Інформаційний біт кодується одним UWB сигналом;
- 2) Інформаційний біт кодується декількома UWB сигналами.

Визначимо тривалість одного імпульса за формулою:

$$\tau = \frac{1}{f_c}, \quad (3.1)$$

де  $f_c$  – максимальна спектральна щільність.

Оскільки ми обрали смугу частот від 1 – 15 ГГц, то  $f_c = 8$  ГГц.

$$\tau = \frac{1}{8 \cdot 10^9} = 125 \text{ пс} \quad (3.2)$$

В першому випадку інформаційний біт кодується UWB сигналом (рис.3.4)

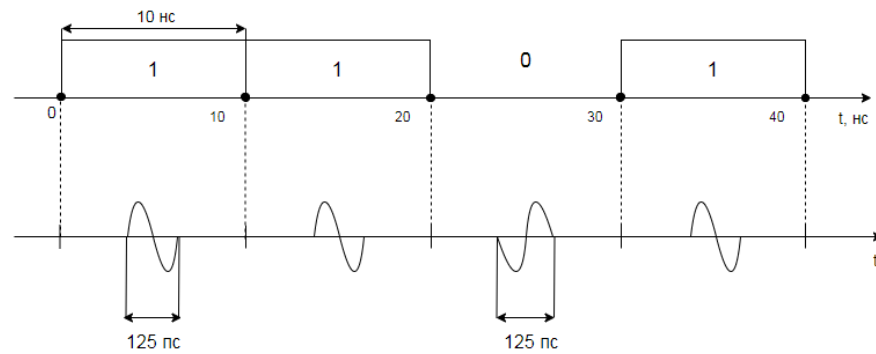


Рис.3.4 Процес маніпуляції вхідного інформаційного сигналу для першого випадку при BPSK

Другий випадок є теоретичним, інформаційний біт кодується декількома UWB сигналами (рис.3.5). Цей спосіб є перспективним, оскільки можна зменшити потужність передавача, але послідовно передавати декілька імпульсів. Також використовуючи другий спосіб, можна зробити систему з кодовим розділенням сигналу, тобто в одній полосі частот може бути декілька абонентів.

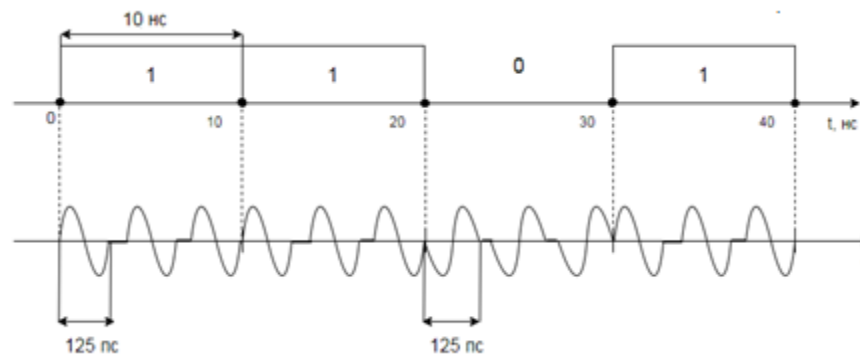




Рис.3.5 Процес маніпуляції вхідного інформаційного сигналу для другого випадку при BPSK

Далі сигнал надходить до підсилювача проміжної частоти (ППЧ). В РРЛ використовується підсилювач AtlanTecRF АВА-010200 (рис.3.6) [22].



Рис.3.6 ППЧ AtlanTecRF АВА-010200

Таблиця 3.1 Технічні характеристики ППЧ AtlanTecRF АВА-010200

Діапазон частот, ГГц	1.0-20.0
Коефіцієнт підсилення (дБ) min.	26
Коефіцієнт підсилення залежність від температури (+/-дБ)	2.0
Коефіцієнт шуму (дБ)	3.5
Вхідний КСХ max.	2.0
Вихідний КСХ max	2.0
Точка перетину комбінаційних складових 3 порядку (дБм)	24
Струм живлення, мА	160

Далі сигнал надходить до субгармонійного змішувача Radiometer Physics SHM 110-170 [23] зображений на рис. 3.7.



Рис.3.7 Субгармонійний змішувач Radiometer Physics SHM 110-170

Таблиця 3.2 Технічні характеристики субгармонійного змішувача Radiometer Physics SHM 110-170

Діапазон частот, ГГц	110 - 170
RF порт	WR6.5 (UG387/UM)
Частота автогенератора, ГГц	55 - 85
Порт автогенератора	WR13 (UG387/UM)
Потужність автогенератора	+10
Вхідна частота, ГГц	DC - 18
Вхідний роз'єм	2.92 мм male
Втрати при перетворенні, дБ	-10

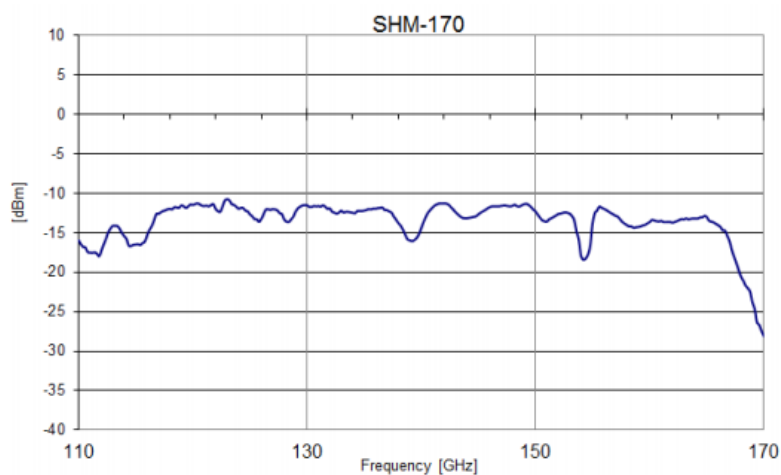


Рис. 3.8 Частотна залежність вихідної потужності субгармонійного змішувача

Субгармонійний змішувач використовує другу гармоніку сигналу опорного генератора. На вхід надходить інформаційний сигнал та сигнал опорного генератора, гармоніки яких змішуються.

Оскільки субгармонійний змішувач працює на другій гармоніці потрібна частота 72,5 ГГц. Для того щоб її отримати використовуємо помножувач Radiometer Physics AFM6 60-90 [24] зображений на рис. 3.9.



Рис.3.9 Помножувач Radiometer Physics AFM6 60-90

Таблиця 3.3 Технічні характеристики помножувача Radiometer Physics AFM6 60-90

Вихідна частота, ГГц	60 - 90
RF порт	WR12 (UG387/UM)
Вихідна потужність, дБм	+6
Вхідна частота, ГГц	10 - 15
Вхідний роз'єм	2.92 мм female
Вхідна потужність, дБм	+7
Постійна напруга	+7/ 600mA
Максимальна вхідна потужність, дБм	+10
Максимальна постійна напруга	+9
Максимальна температура корпусу	+45 °C

Помножувач працює на шостій гармоніці. Вхідна частота має бути 10 – 15 ГГц. Для того щоб отримати дану частоту використаємо синтезатор частот Pasternack[25] зображений на рис. 3.10.



Рис.3.10 Синтезатор частот Pasternack

Таблиця 3.4 Технічні характеристики синтезатор частот Pasternack

Діапазон частот, ГГц	10 - 20
Вихідна потужність, дБм	-19 - +18
Опорна частота, МГц	10 - 100
Опорна потужність, дБм	0 - 15
Вхідний роз'єм	2.92 мм female
Вхідна потужність, дБм	+7
Постійна напруга	+7/ 600mA
Максимальна вхідна потужність, дБм	+10
Максимальна постійна напруга	+9
Максимальна температура корпусу	+45 °C

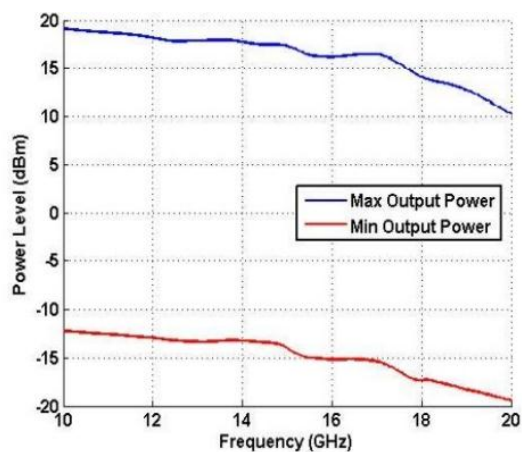


Рис.3.11 Залежність максимального та мінімального рівнів потужності від частоти

На вхід синтезатора подамо частоту 15 МГц, для цього використаємо генератор опорного сигналу IQD IQXT-260[26].



Рис.3.8 Генератор Keysight Technologies M9300A PXIe

Далі сигнал надходить до смугового фільтра Elmika BPF-02E [27].



Рис.3.12 Смуговий фільтр Elmika BPF-02E

Таблиця 3.5 Технічні характеристики смугового фільтра Elmika BPF-02E

Діапазон частот, ГГц	110 - 170
Порти	WR-06, UG387/UM
Втрати в лінії, дБ	2.0
КСХ	1.5

Далі сигнал надходить до підсилювача потужності Vivatech VTLNA-06S[28].



Рис.3.13 Підсилювач потужності Vivatech VTLNA-06S

Таблиця 3.6 Технічні характеристики підсилювача потужності Vivatech VTLNA-06S

Діапазон частот, ГГц	110 - 170
Коефіцієнт підсилення (дБ) min.	18
Коефіцієнт шуму, дБ	4.0 до 5.0 @ 140 GHz
Роз'єм	WR 06

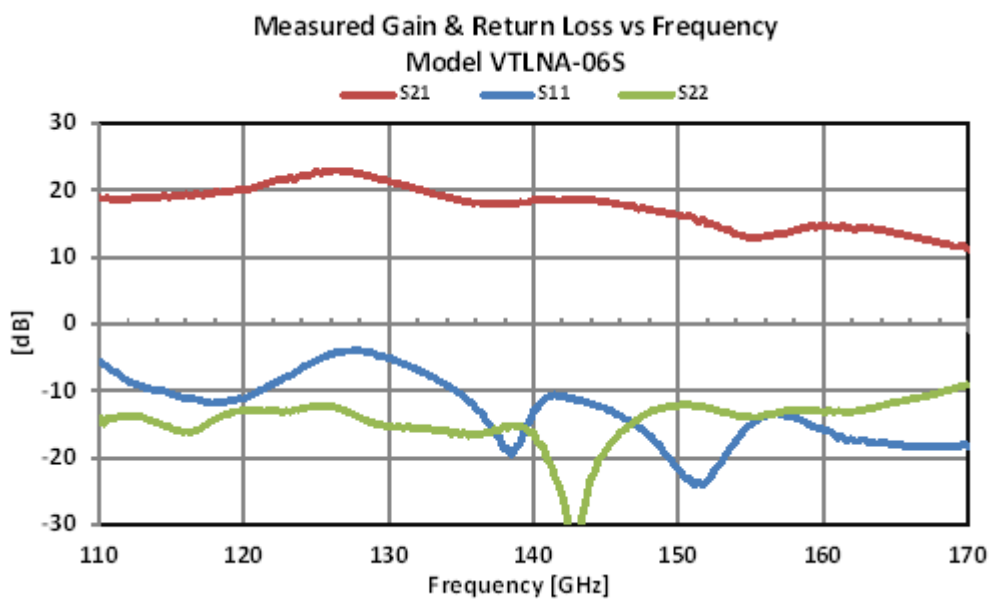


Рис.3.14 Частотна залежність коефіцієнта підсилення та зворотніх втрат для підсилювача потужності Vivatech VTLNA-06S

З підсилювача сигнал надходить до антени. Виходячи з енергетичних розрахунків проведених в розділі 2, потрібно використати антену з діаметром 0,3 м та коефіцієнтом підсилення 51 дБ. Таким параметрам задовольняє антена Elva-1[29].



Рис.3.15 Антена Кассегрена Elva-1

### 3.2 Структурна схема та принцип дії приймального тракту РРЛ ТГц

Розглянемо більш детально приймальний тракт нашої РРЛ зображений на рис. 3.16.

Сигнал надходить до антени. Виходячи з розрахунків проведених в розділі 2, потрібно використати антену з діаметром 0,3 м та коефіцієнтом підсилення 56 дБ. Цим параметрам задовольняє антена Elva-1[29].

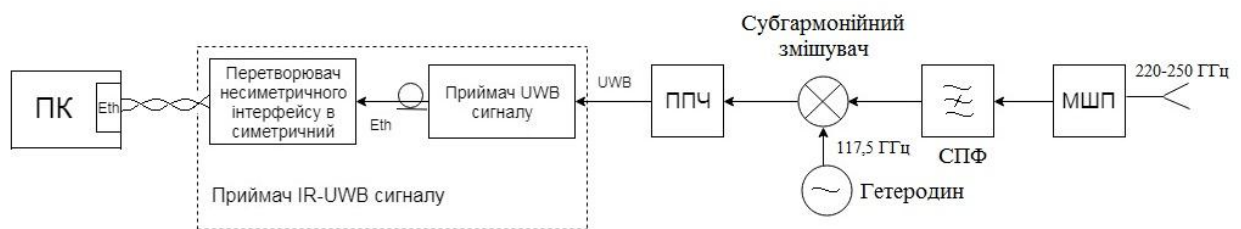


Рис. 3.16 Схема приймального тракту дуплексної радіорелейної станції терагерцового діапазону

В таблиці 3.7 наведений список обладнання, яке буде використовуватися на приймальній частині.

Таблиця 3.7 Обладнання на приймальній частині

Антена	Elva-1[29]
МШП	Vivatech VTLNA-2.8NB S01[28]
Смуговий фільтр	Elmika BPF-012E [27]
Субгармонійний змішувач	Radiometer Physics SHM 220-330 [23]
Помножувач	Radiometer Physics AFM6 80-125 [31]
Синтезатор	Pasternack [25]
Генератор опорної частоти	IQD IQXT-260[26]
Підсилювач проміжної частоти	AtlanTecRF ABA-010200[22]

### Висновки до розділу 3

В даному розділі було теоретично спроектовано дуплексну станцію терагерцового діапазону для передачі UWB сигналу. При побудові станції



використовувалися частини, що є в продажі телекомунікаційними компаніями. Структуру генератора та приймача UWB сигналу буде змодельовано в наступному розділі.

В наступному розділі буде проведено імітаційне моделювання генератора та приймача UWB сигналу.

## 4 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ГЕНЕРАТОРА ТА ПРИЙМАЧА UWB СИГНАЛУ

### 4.1 Формування надкоротких імпульсів за допомогою генератору на базі діоду з накопиченням заряду

Генератор надкоротких сигналів (UWB сигналів) є важливою частиною сучасних приймально-передавальних пристроїв бездротових систем, які використовують UWB сигнали. Узагальнену структурну схему генератора можна зобразити наступним чином (рис.4.1).

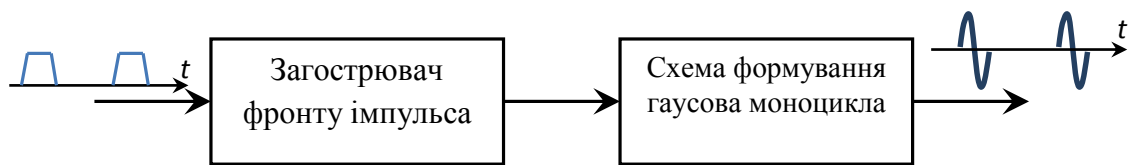


Рис.4.1 Структурна схема генератору UWB

Як правило, роль загострювача фронтів імпульсу виконують спеціальні напівпровідникові пристрої: діод з накопиченням заряду, біполярний діод, тунельний діод, польовий транзистор та лавинний транзистор.

Перевагою тунельних діодів є найменший час перемикання (декілька піко секунд), але це при малій потужності(декілька мВт).

Перевага лавинного транзистора в тому, що він дозволяє отримати загострення фронту значної потужності, але у зв'язку з значним рівнем дисипативних втрат в транзисторі, його частота повторення імпульсу обмежена. Компромісним варіантом є діод з накопиченням, оскільки його час перемикання малий(близько 100 пс) при рівні потужності (від сотень мВт до десятків Вт) з високою частотою повторення імпульсів. Ці властивості роблять актуальним саме їхнє використання в генераторах UWB[32].

Діод з накопиченням(ДНЗ) працює як контрольований зарядом перемикач, що швидко змінює опір з малого на великий. Це дозволяє використовувати ДНЗ для загострення тривалих фронтів вхідних сигналів. Час зміни опору називається часом перемикання, він варіюється в межах 50-

100 пс для ДНЗ, які на даний час доступні на ринку електронних компонентів.

Схема формування моноциклу як правило представляє собою диференціюючий ланцюг, який реалізується на базі короткозамкненого відрізка мікросмужкової лінії передачі або зосереджених елементів (конденсатор та резистор). Формування генератором UWB саме радіосигналу у вигляді гаусівського моноциклу як правило обумовлено тим фактом, що такий радіосигнал має малий рівень низкочастотних складових (вони майже відсутні), що в свою чергу дозволяє випромінювати та приймати такий радіосигнал широкосмуговою антеною, забезпечуючи малий рівень його спотворення.

#### 4.2 Принцип дії діоду із накопиченням заряду

Розглянемо принцип дії діоду з накопиченням заряду, який є ключовим електронним компонентом генераторів надширокосмугових сигналів.

Діоди з накопиченням заряду використовуються, як правило, для формування імпульсів із загостреними передніми та задніми фронтами, які мають тривалість  $\tau_F = 50 - 150$  пс.

ДНЗ представляє собою напівпровідник з власною провідністю, який розташований поміж двох напівпровідників з провідностями  $p$  та  $n$ . У порівнянні з іншими діодами, ДНЗ має характерну властивість накопичення заряду при його прямому включенні.

На рис.4.2 зображено ДНЗ при прямому включенні. При цьому основні носії заряду (дірки) напівпровідника  $p$ -типу переміщуються в область напівпровідника з  $i$ -провідністю, у той же час електрони з  $n$ -області рухаються в напрямку переходу. Коли дірки та електрони зустрічаються в  $i$ -області, вони рекомбінують через проміжок часу  $\tau_m$ , який зветься середнім часом життя неосновних носіїв заряду. Для ДНЗ цей час є найбільшим у порівнянні з іншими діодами.

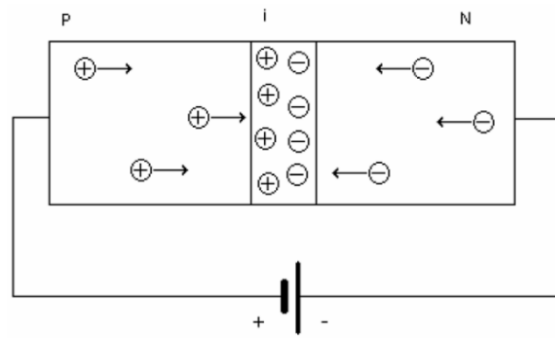


Рис.4.2 Схема руху носіїв зарядів в ДНЗ при його прямому включенні

Аналіз показує, що загальний накопичений заряд (тобто нерекomboнований заряд) у кожний момент часу може змінюватися через:

- введення нових зарядів напругю на електродах, які збільшують кількість накопиченого заряду, що в свою чергу збільшує прямий анодний струм  $I_A$ ;
- рекомбінацію дірок та електронів у  $i$ -області, що зменшує накопичений заряд; особливо рекомбінація тим більше, чим більше накопичений заряд і тим менше, чим більше середній час життя  $\tau_m$ .

Коли вказані дві дії збалансовані, тобто заряд, внесений в  $i$ -область за одиницю часу дорівнює рекомбованому заряду, то накопичений заряд є постійним в часі і дорівнює  $Q_{MAX}$ .

Припускаючи, що генератор, який живить електричне коло з ДНЗ, миттєво змінює знак напруги на протилежний, викликаючи при цьому в діоді зворотній струм  $I_F$ , накопичені заряди переміщуються у протилежних напрямках відносно попереднього випадку (при прямому включенні). Нерекomboновані заряди рухаються до країв діоду, звільнюючи  $i$ -область від заряду, що накопичений при прямому включенні (рис.4.3).

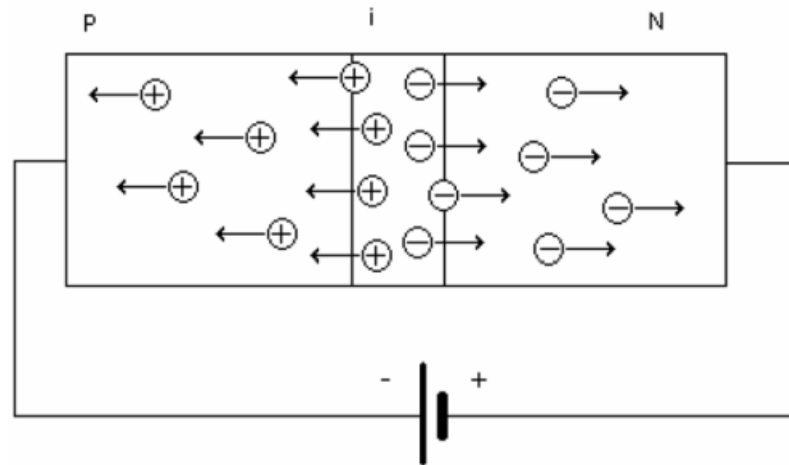


Рис.4.3 Схема руху носіїв зарядів в ДНЗ при його зворотньому включенні (розряд)

Це явище викликає появу зворотнього струму  $I_R$ , який проходить через діод; якщо опір, що вноситься діодом є незначним, то напруга на кінцях діоду не залежить від змін відносно фази зберігання.

Коли фаза розряду закінчується, діод переходить в інверсний режим (рис.4.4), що характеризується наявністю зворотньої напруги на кінцях діоду.

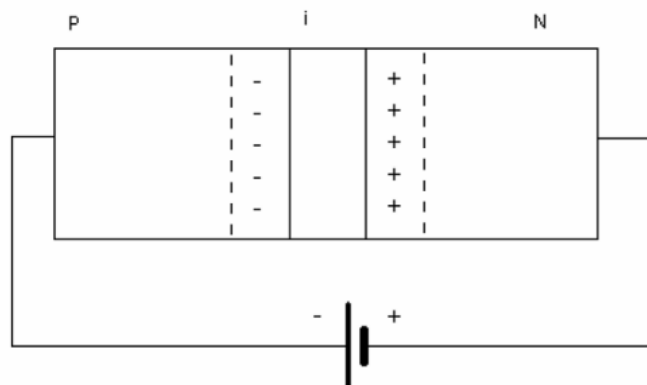


Рис.4.4 ДНЗ при зворотньому включенні після закінчення розряду

#### 4.2.1 Математична модель заряду в ДНЗ

На рис. 4.5 приведена залежність заряду від часу, коли проводиться струм. Під час прямого зміщення в перехід вводяться неосновні носії. Через внутрішній шар рекомбінація потребує кінцеву кількість часу, тому заряд зберігається на переході[33].

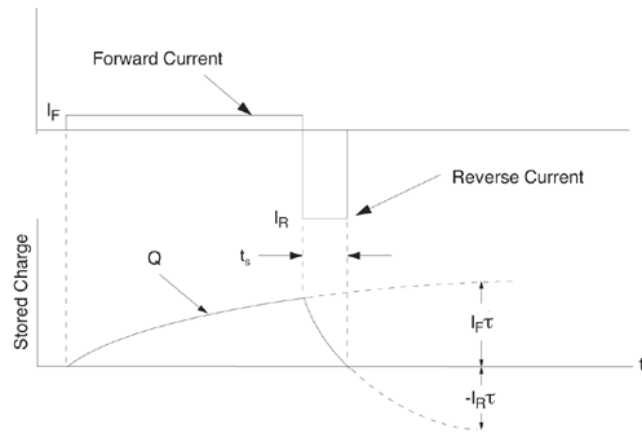


Рис.4.5. SRD Поточний та збережений заряд.

Нехай  $i_d$  - миттєвий струм катоду,  $Q$  - заряд,  $\tau$  - час життя основних носіїв заряду. Маємо наступне:

$$i_d = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} \quad (4.1)$$

Коли постійний прямиий струм зміщення прикладається до діода, заряд зберігається в переході. Заряд для прямого постійного струму зміщення визначається:

$$Q_f = I_F \tau (1 - e^{-t_F/\tau}) \quad (4.2)$$

де  $Q_f$  - заряд, накопичений за рахунок прямого струму, а  $t_f$  - час, протягом якого діє прямиий струм. Якщо прямиий струм діє протягом часу, що значно перевищує час життя носія -  $\tau$ , накопичений заряд може бути апроксимований.

$$Q \approx I_F \tau \quad (4.3)$$

Коли діє зворотній струм, накопичений заряд витягується. Час вилучення (розряду) визначається:

$$\frac{t_s}{\tau} = \ln \left[ 1 + \frac{I_F \left( 1 - e^{-\frac{t_F}{\tau}} \right)}{I_R} \right] \approx \ln \left[ 1 + \frac{I_F}{I_R} \right], \quad t_F \gg \tau \quad (4.4)$$

де  $t_s$  - час видалення збереженого заряду, а  $I_R$  - зворотній струм. Типові схеми ДНЗ працюють з  $\frac{I_F}{I_R} \ll 1$ , тому (4.4) можна додатково спростити як:

$$\frac{t_s}{\tau} \approx \frac{I_F}{I_R} \quad (4.5)$$

Значення  $\tau$  задається виробником діода. Типові значення  $\tau$  варіюються від 10 до 100 нс, тому при правильному виборі  $I_F$  і  $I_R$  можна зменшити час наростання імпульсного сигналу, що прикладається до SRD. Час переходу становить від 35 до 250 пс. Практична межа мінімального часу переходу зазвичай задається паразитними ємностями корпусу діода. На рис. 4.6 показана схема загострювача імпульсів.  $V_b$  і  $R_b$  задають в діоді.

Позитивний вхідний імпульс впливає на зменшення амплітуди  $I_F$ . Коли вхідна напруга стає більше позитивною, струм діода  $i_d$  змінюється на зворотній і починається вилучення заряду. Після періоду розряду  $t_s$  заряд повністю вичерпано, а діод відключається. За час, який проводить діод, він являє собою низький опір, а напруга на ньому низька. Коли діод закриється, напруга на ньому швидко зростає, тоді він переходить в стан з високим опором. Діод діє як перемикач, керований зарядом. Сигнали напруги показані на рис. 4.7.

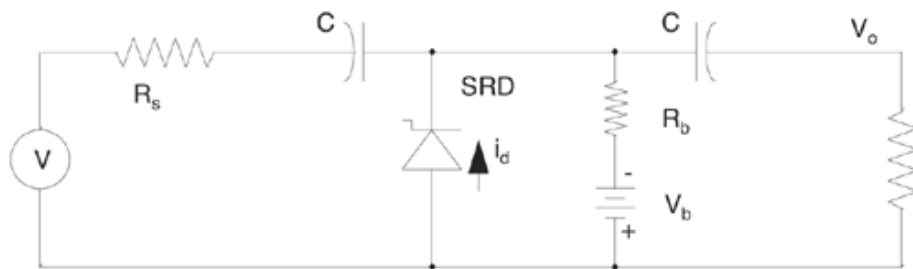


Рис. 4.6. Схема загострювача імпульсів з використанням ДНЗ

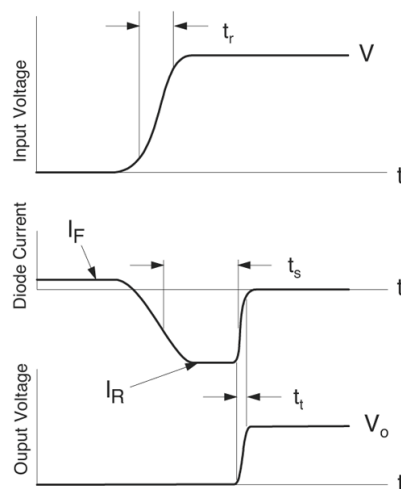


Рис. 4.7. Осцилограма напруги в ланцюзі загострювача імпульсів.

На даний час на ринку електронних компонентів України доступними є наступні моделі вітчизняних ДНЗ:

КД524А, КД524Б, 2Д524А, 2Д524Б, КД528А, КД528Б, 2Д528А, 2Д258Б, 2Д630А, 2Д630Б.

Аналіз зарубіжної науково-технічної літератури також виявив значну кількість зарубіжних ДНЗ моделей MSD700, MSD736, MMDB30, MMDB35, MMDB45, MMDB805, MMDB810, MMDB820, MMDB830, MMDB832, MMDB835, ASRD808D, MA44769, MP4023, які мають електричні параметри, що кращі ніж у вітчизняних ДНЗ, але їх немає в Україні.

### 4.3 Імітаційна модель ДНЗ в САПР AWR Microwave Office

Імітаційна модель ДНЗ в САПР AWR Microwave Office реалізується за допомогою елементу STEPRD бібліотеки нелінійних елементів. Ця модель включає в себе наступні параметри:

*IS* – зворотній струм насичення;

*RS* – послідовний опір;

*N* – коефіцієнт ідеальності;

*TT* – час зберігання заряду;

*CREF* – ємність при зворотньому зміщенні діоду;

*BV* – напруга пробою;

*T* – температура;

*AFAC* – масштабний коефіцієнт площі переходу;

*IMAX* – максимальний струм пристрою.

В якості ДНЗ для моделі нашого генератору оберемо діод КД524А, що доступний в Україні та який має наступні електричні параметри при  $T = 25^{\circ}\text{C}$ :

Таблиця 4.1 Електричні параметри діода КД524А при  $T = 25^{\circ}\text{C}$

Постійна пряма напруга (при $I_{\text{пр}} = 40 \text{ мА}$ )	1 В
Постійний зворотній струм (при $U_{\text{обр}} = 10 \text{ В}$ )	<2 мкА



Час відключення (при $I_{пр} = 5 \text{ мА}$ , $U_{обр} = 10 \text{ В}$ )	150 пс
Ефективний час життя неосновних носіїв заряду	30 нс
Гранична частота	< 100 ГГц
Заряд перемикання (при $I_{пр} = 10 \text{ мА}$ , $U_{обр} = 10 \text{ В}$ )	300 пКл
Загальна ємність діоду (при $U_{обр} = 0 \text{ В}$ )	>3 пФ
Ємність корпусу діода	< 0,3 пФ
Індуктивність діоду	< 0,7 нГн
Зворотня напруга будь-якої форми	24 В
Середній прямий струм	40 мА
Імпульсний прямий струм	400 мА
Імпульсний зворотній струм	0,6 А
Потужність, що розсіюється	200 мВт

Виходячи з вищенаведених параметрів діоду КД524А, в моделі ДНЗ встановимо наступні значення:

$$IS = 2 \text{ мкА};$$

$$TT = 30 \text{ нс};$$

$$CREF = 3 \text{ пФ};$$

$$BV = 24 \text{ В};$$

$$T = 25 \text{ град};$$

$$IMAX = 400 \text{ мА}.$$

Параметри RS, N, AFAC залишимо без змін.

Отримаємо наступне вікно з параметрами моделі (Рис.4.5):

Parameters									
Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
ID	SRD1								Diode ID
IS	2e-3	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Reverse saturation current
RS	0.001	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Series resistance
N	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Ideality factor
TT	30	ns	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Storage time
CREV	3e-6	uF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Reverse-voltage capacitance
BV	24	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Breakdown voltage
T	25	DegC	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-273.15	-273.15	-273.15	Temperature
AFAC	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Junction area
IMAX	400	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	0	Maximum device current (for improving convergence)

Рис.4.5 Вікно з параметрами моделі ДНЗ КД524А

Так як ДНЗ має паразитні параметри у вигляді індуктивності та ємності, то еквівалентна електрична схема ДНЗ з врахуванням цих параметрів матиме вигляд (рис.4.6):

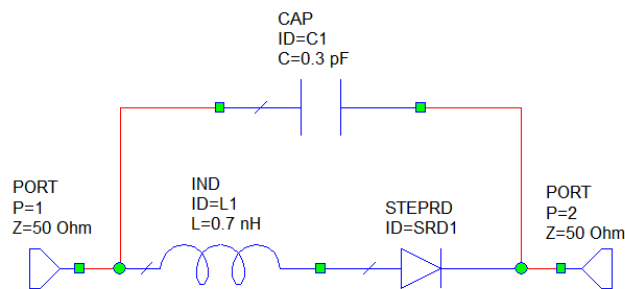


Рис.4.6 Електрична схема ДНЗ, що враховує параметри його корпусу

На рис.4.7 зображено найпростіший генератор надкоротких імпульсів на базі ДНЗ, що складається з задавального генератора імпульсів (джерело), ДНЗ, короткозамкненої лінії та навантаження.

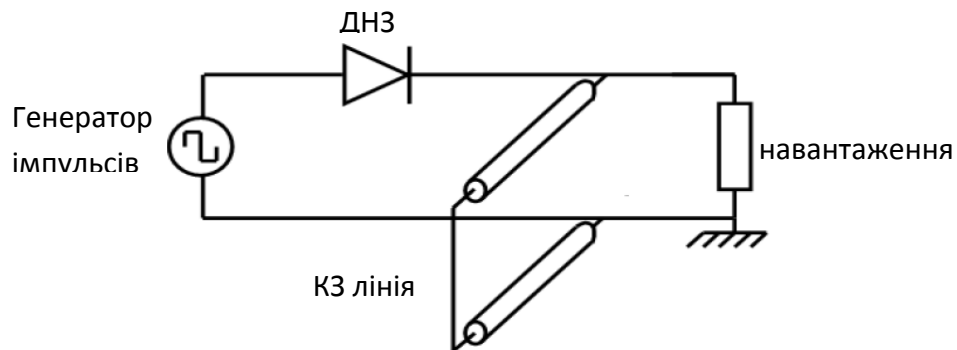


Рис.4.7 Структурна схема найпростішого генератора надкоротких імпульсів на базі ДНЗ

Принцип дії такого генератору можна пояснити за допомогою рис.4.8,а та рис.4.8,б.

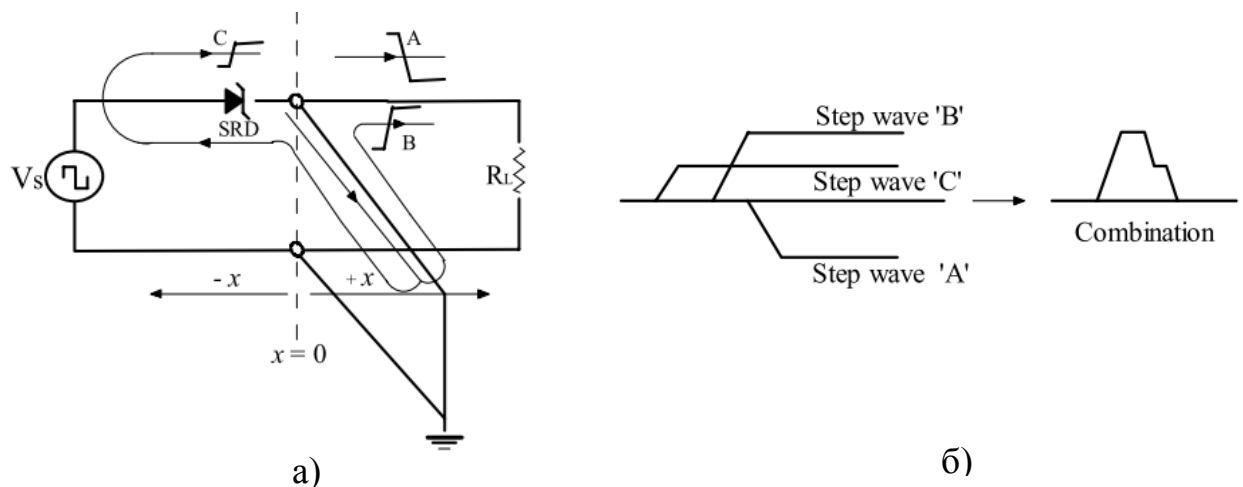


Рис.4.8 Принцип роботи генератору UWB імпульсів

З рис.4.8,а видно, що сигнал на навантаженні  $R_L$  є сумою трьох сигналів (рис.4.8,б): сигналу А, що безпосередньо з виходу діоду надходить у навантаження, сигналу В, що утворюється шляхом відбивання частини сигналу з виходу ДНЗ від короткозамкненої лінії передачі, та сигналу С, який є частиною сигналу В, яка проходить з ослабленням через ДНЗ, відбивається від джерела і повертається у навантаження. При цьому часова затримка сигналу В відносно сигналу А дорівнює:

$$\Delta t_B = \frac{2L}{v_\phi}, \quad (4.1)$$

де  $L$  – довжина КЗ лінії;  $v_\phi$  – фазова швидкість поширення хвилі вздовж лінії, яка визначається:

$$v_\phi = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}, \quad (4.2)$$

де  $\varepsilon_{\text{eff}}$  – ефективна діелектрична проникність діелектрика лінії передачі;  $c$  – швидкість поширення ЕМХ у вільному просторі.

На рис.4.9 зображено імітаційну модель генератору UWB імпульсних сигналів, що побудована в AWR Microwave Office на базі моделі ДНЗ, зображеної на рис.4.6. Генератор двополярних імпульсів V\_SQR з опором  $R_g = 50$  Ом підключається до аноду діода, а навантаження  $R_n = 50$  Ом та короткозамкнена лінія TLINP довжиною  $L_1 = 20$  мм з хвильовим опором  $Z = 50$  Ом – до катоду діоду. В схему також включено віртуальні амперметри (I\_METER) для вимірювання часової форми струму в різних ділянках схеми.

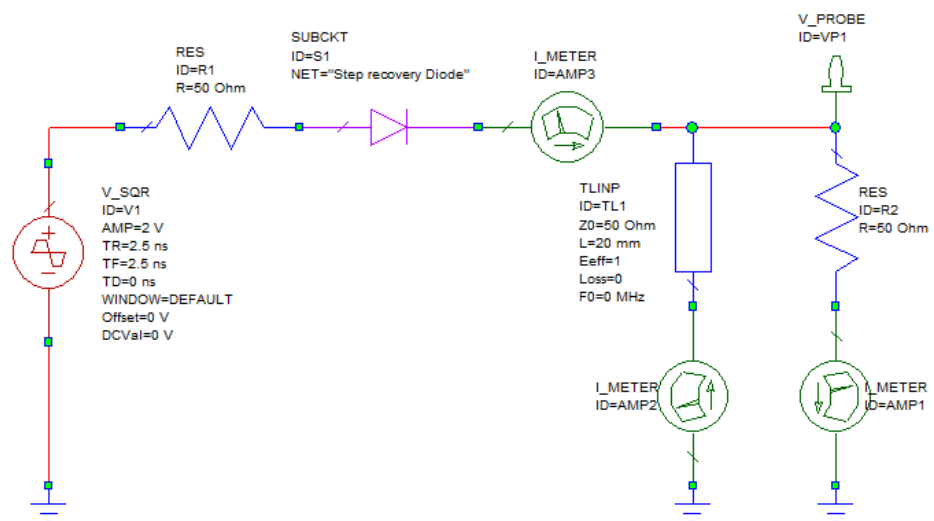


Рис.4.9 Імітаційна модель генератору UWB імпульсів на базі ДНЗ

Вхідний сигнал (рис.4.10) від джерела V\_SQR є періодичною послідовністю двополярних імпульсів (меандр) з частотою слідування  $f = 10$  МГц (періодом  $T = 100$  нс), скважністю  $\sigma = 2$ , тривалістю імпульсу  $\tau = 50$  нс, часом нарощування переднього фронту  $t_{\text{fr}} = 2,5$  нс, часом спадання заднього фронту  $t_{\text{sp}} = 2,5$  нс, амплітудою  $U_m = 2$  В.

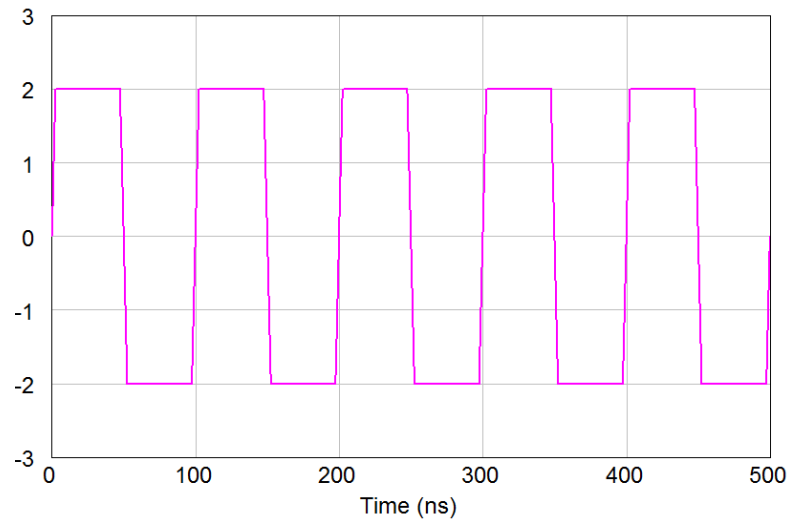


Рис.4.10 Часова форма вхідного сигналу генератора UWB імпульсів

На рис.4.11 відображено часові осцилограми струмів, що протікають через ДНЗ (рожева лінія) та струму через короткозамкнену лінію передачі (синя лінія), а на рис.4.12 – часова осцилограма імпульсу струму, який протікає через навантаження і який є сумою струмів, що зображені на рис.4.11.

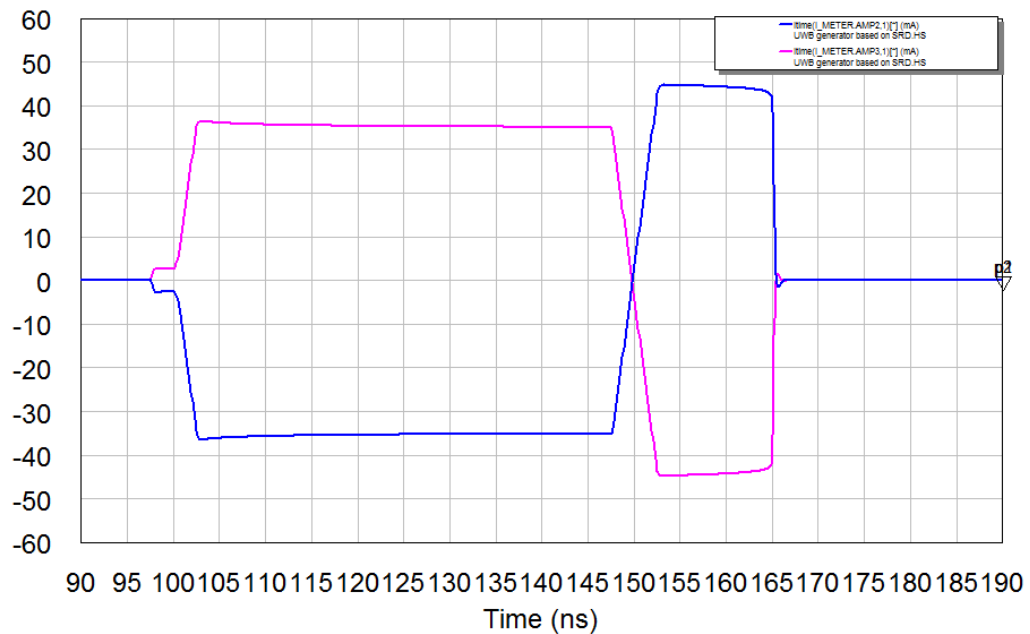


Рис.4.11 Часові діаграми струмів, який тече через ДНЗ (рожева лінія) та струму через короткозамкнену лінію передачі (синій колір)

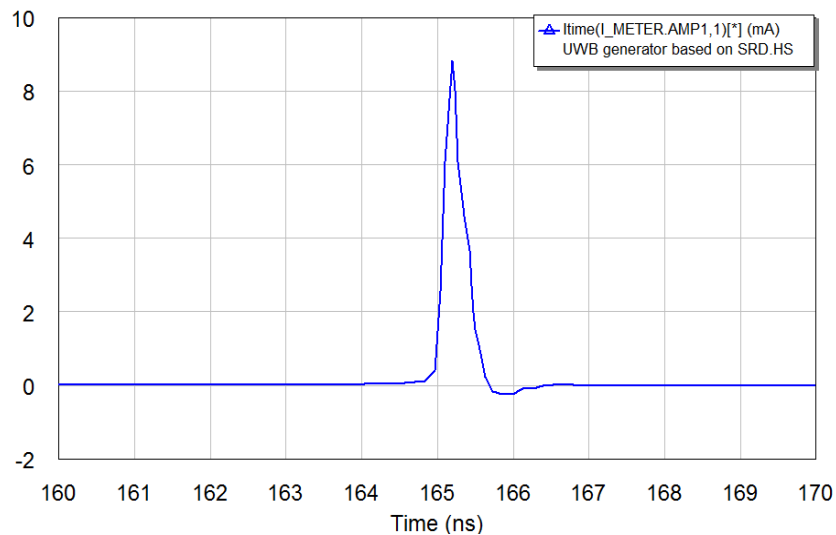


Рис.4.12 Часова форма імпульсу струму, що протікає в навантаженні генератора UWB сигналу

Згідно рис.4.12 у навантаженні генератора протікає короткий імпульс струму ( $\tau \approx 1$  нс), тривалість якого регулюється довжиною короткозамкненої лінії: чим вона менше, тим менше тривалість імпульсу струму. При цьому розрахункова (теоретична) тривалість імпульсу дорівнює:

$$\tau_{теор} = \frac{2L_1}{v_{\phi}} = \frac{0,4}{3 \cdot 10^8} \approx 1,3 \text{ нс} \quad (4.3)$$

де  $\epsilon_{сф}$  для простоти розрахунків прийнято рівним 1.

Для формування моноциклу використаємо додаткову короткозамкнену лінію передачі, яка формує від'ємну півхвилю сигналу шляхом відбиття частини додатної півхвилі та діоду Шоткі, що призначений для блокування проходження відбитої хвилі до ДНЗ.

В якості діоду Шоткі оберемо діод HSMS-2812 зі SPICE-параметрами, які вказані в табл.4.2

Таблиця 4.2 SPICE-параметри діоду Шоткі HSMS-2812

$V_V$ , В	$C_{JO}$ , пФ	$E_G$ , еВ	$I_{BV}$ , А	$I_S$ , А	N	$R_S$ , Ом	$V_J$ , В	XTI, В	M
25	1,1	0,69	$10^{-5}$	$4.8 \cdot 10^{-9}$	1,08	10	0,65	2	0,5

При реалізації даної схеми UWB генератору на основі мікросмушкової технології з хвильовим опором  $Z_{\text{хв}} = 50$  Ом на двосторонньому склотекстоліті марки FR-4, що має товщину діелектрика  $H = 1$  мм, відносну діелектричну проникність  $\epsilon = 5,5$ , товщину шару металізації  $t = 35$  мкм, тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0,035$  отримаємо, що ефективна діелектрична проникність дорівнюватиме

$$\epsilon_{\text{еф}} = \left(\frac{\epsilon_r+1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r-1}{2}\right) \left[1/\sqrt{1 + \frac{12H}{w}}\right] = 4,015 \quad (4.4)$$

де  $w = 1,57$  мм – ширина мікросмушкової лінії, при якій її хвильовий опір дорівнює 50 Ом.

На рис.4.13 зображено електричну схему генератору моноцикла, в якій параметри (довжина) короткозамкненої мікросмугової лінії передачі MLIN підбиралась таким чином, щоб вихідний імпульс моноцикла був симетричним з точки зору тривалості та амплітуд його додатної та від'ємної півхвиль.

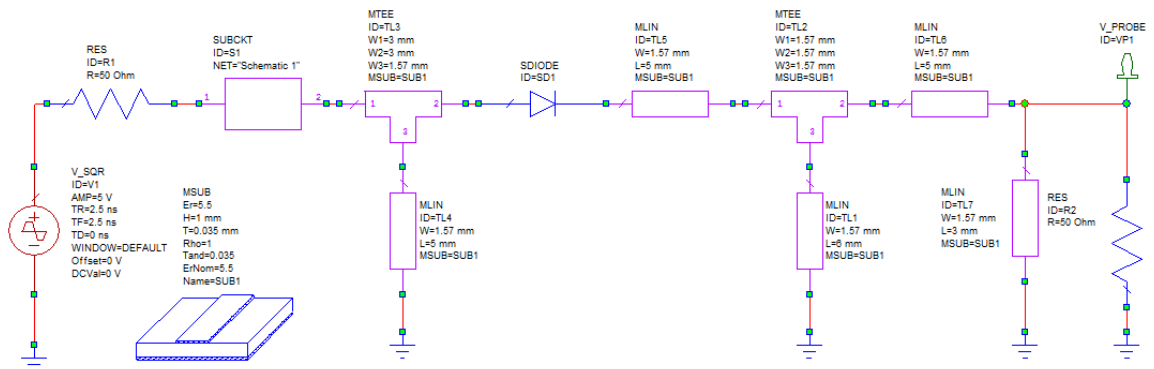


Рис.4.13 Електрична схема генератору UWB сигналу, що формує  
МОНОЦИКЛ

Елемент Subcircuit складається з чотирьох послідовно з'єднаних ДНЗ (рис.4.14).

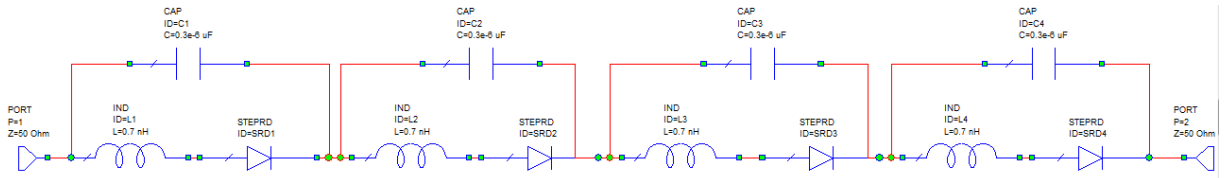


Рис.4.14 Електрична схема елемента Subcircuit

На рис.4.15 відображено форму напруги сигналу до його проходження через диференціюючий ланцюг. Амплітуда позитивної та від'ємної півхвиль відповідно дорівнюють  $V_+ = 5$  В,  $V_- = 5$  В.

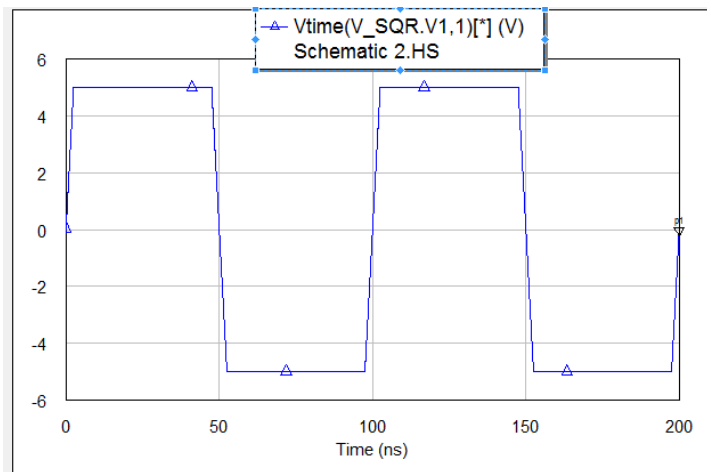


Рис.4.15 Часова форма вхідного сигналу генератору UWB імпульсів

На рис.4.16 відображено часові осцилограми струмів, що протікають через ДНЗ (рожева лінія) та струму через короткозамкнену лінію передачі (синя лінія), а на рис.4.17 – часова осцилограма імпульсу струму, який протікає через навантаження і який є сумою струмів, що зображені на рис.4.16.



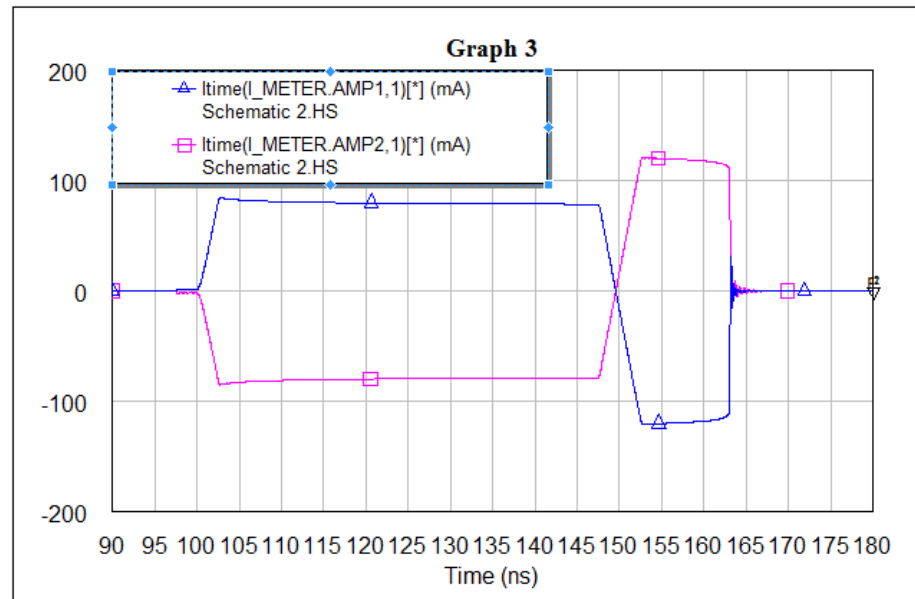


Рис.4.16 Часові діаграми струмів, який тече через ДНЗ (синя лінія) та струму через короткозамкнену лінію передачі (рожевий колір)

На рис.4.17 відображено часову форму моноциклу з виходу генератора. Амплітуда позитивної та від'ємної півхвиль відповідно дорівнюють  $V_+ = 0,44$  В,  $V_- = 0,47$  В. Довжина імпульсу на виході генератора UWB складає 300 пс.

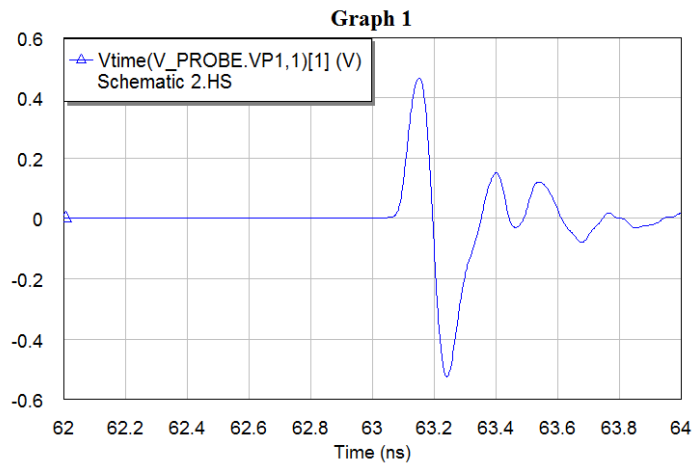


Рис.4.17 Часова форма моноциклу на виході генератора UWB

Як видно з рис.4.18 максимум спектра сигналу становить 5 ГГц.

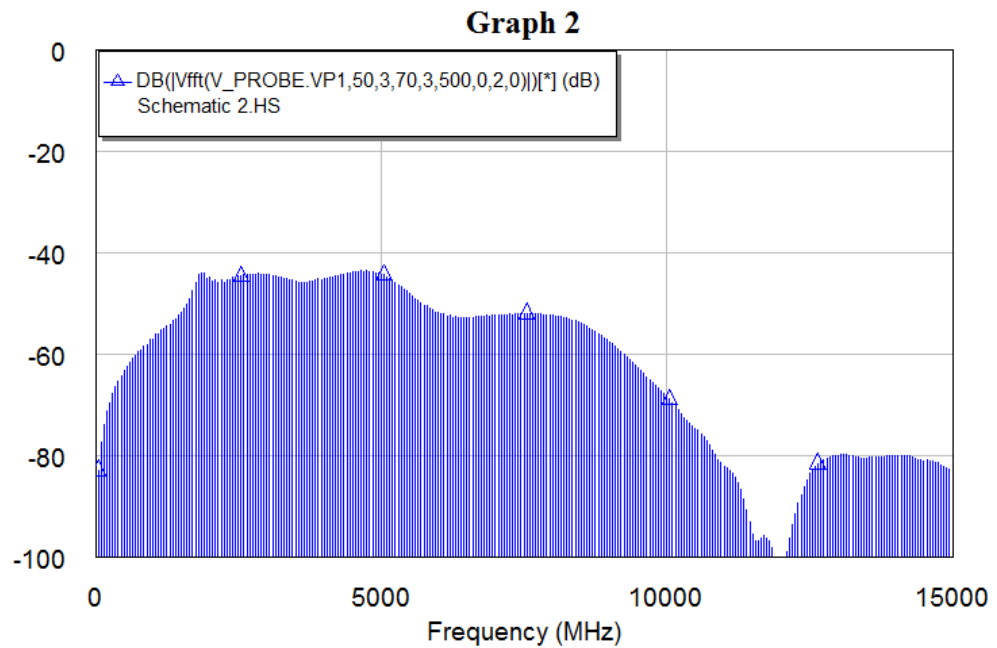


Рис.4.18 Спектр моноциклу на виході генератора UWB

#### 4.4 Імітаційне модулювання UWB приймача за допомогою Multisim

##### 4.4.1 Структурна схема імітаційної моделі UWB приймача

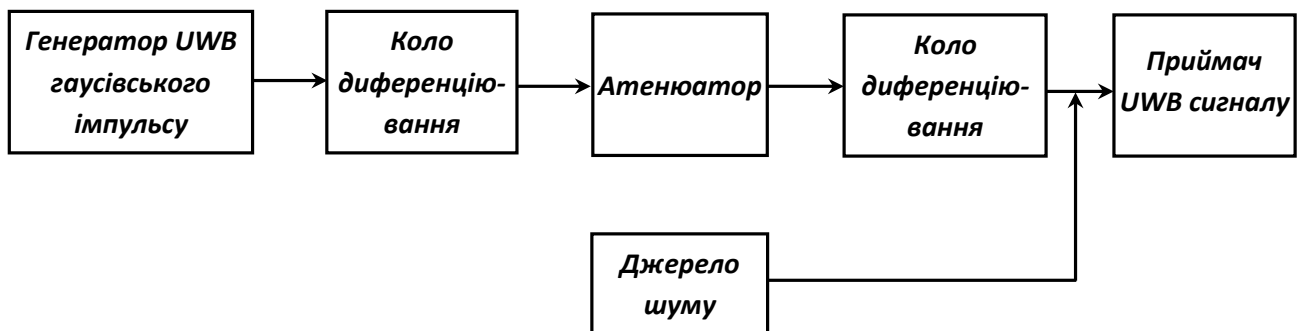


Рис.4.19 Структурна схема імітаційної моделі радіолінії з використанням UWB сигналів

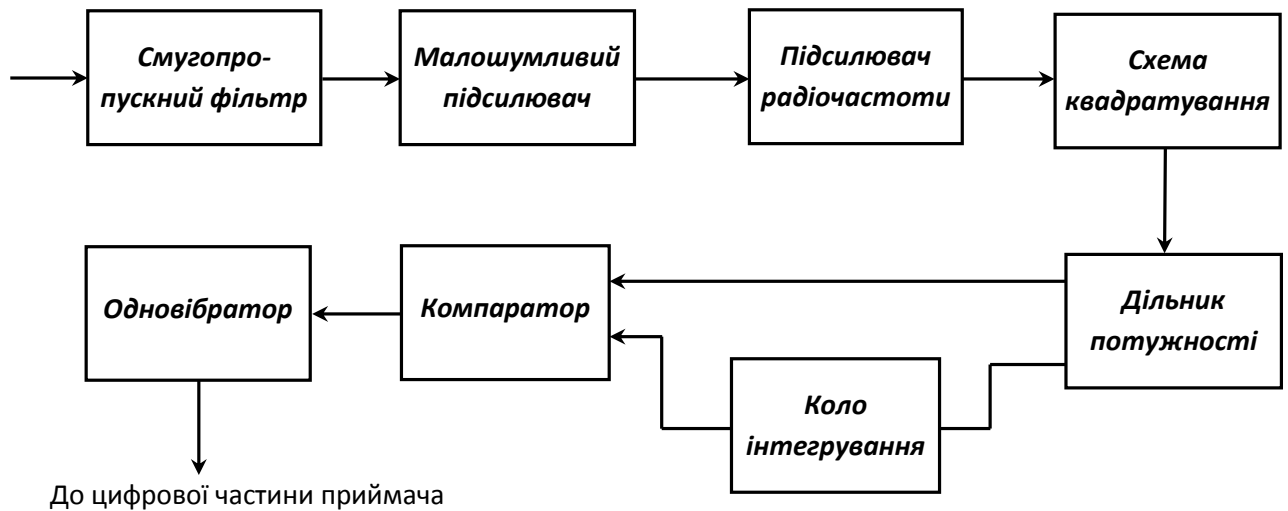


Рис.4.20 Структурна схема UWB приймача, що здійснює «неенергетичний» прийом

Виконаємо формування гаусівського UWB моноциклу, який буде вхідним сигналом неенергетичного приймача UWB сигналів. Для цього за допомогою елементу `CLOCK_VOLTAGE`, який в даній моделі в певній мірі відіграє роль інформаційного сигналу, сформуємо періодичну послідовність однополярних імпульсних сигналів з амплітудою  $U = 5 \text{ В}$ , частотою повторення  $F = 100 \text{ МГц}$ , періодом повторення  $T = 10 \text{ нс}$ ; тривалістю імпульсу  $\tau = 0,5 \text{ нс}$  (рис.4.19).

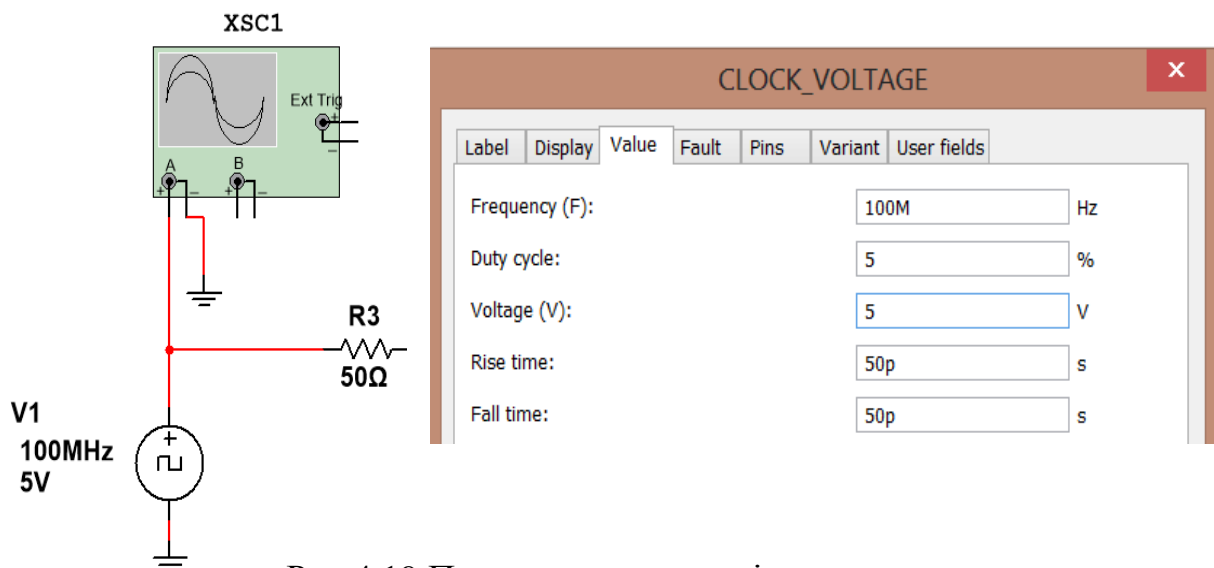


Рис.4.19 Параметри джерела імпульсного сигналу

Часова форма вихідного сигналу імпульсного генератора відображена на рис.4.20.

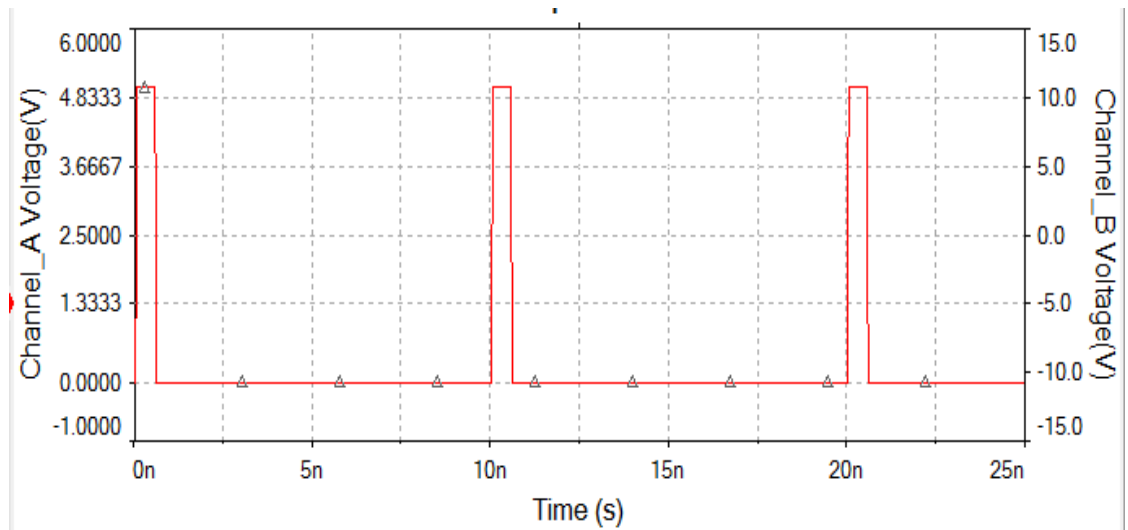


Рис.4.20 Часова форма сигналу на виході імпульсного генератора

#### 4.4.2 Формування гаусівського UWB імпульса

За допомогою мастера проектування фільтрів iFilter САПР AWR Microwave Office розраховуємо гаусів фільтр нижньої частоти 7-го порядку (рис.4.21). Амплітудно-частотна характеристика цього фільтру, а також частотна характеристика його коефіцієнту відбивання відображена на рис.4.22.

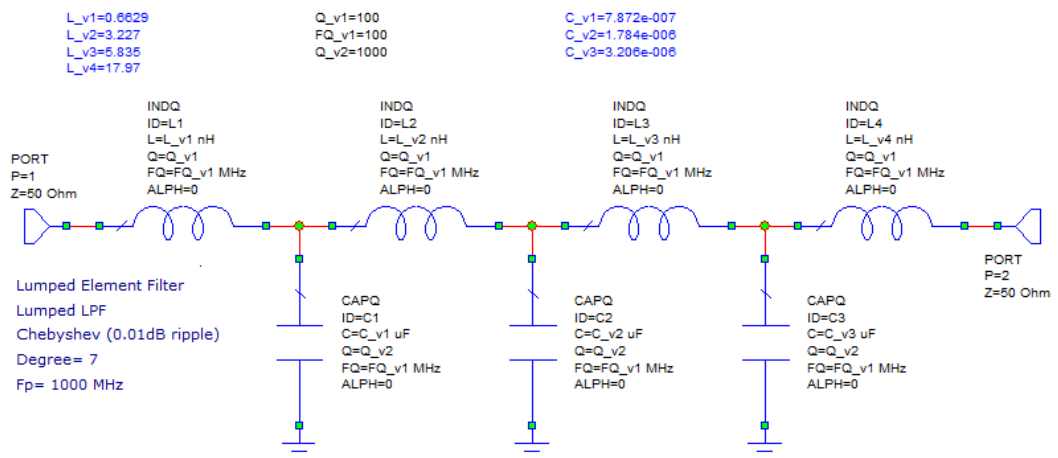


Рис.4.21 Електрична схема гаусова фільтру нижньої частоти 7-го порядку в САПР Microwave Office

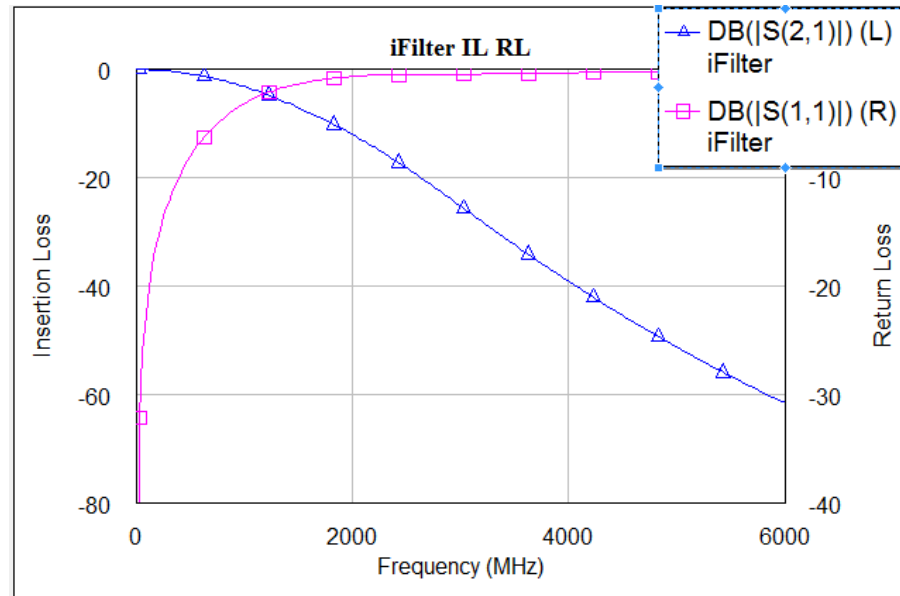


Рис. 4.22 АЧХ коефіцієнта передачі і коефіцієнту відбиття по входу фільтра

На рис.4.23 зображено часову форму імпульсів на виході гаусова фільтра нижньої частоти.

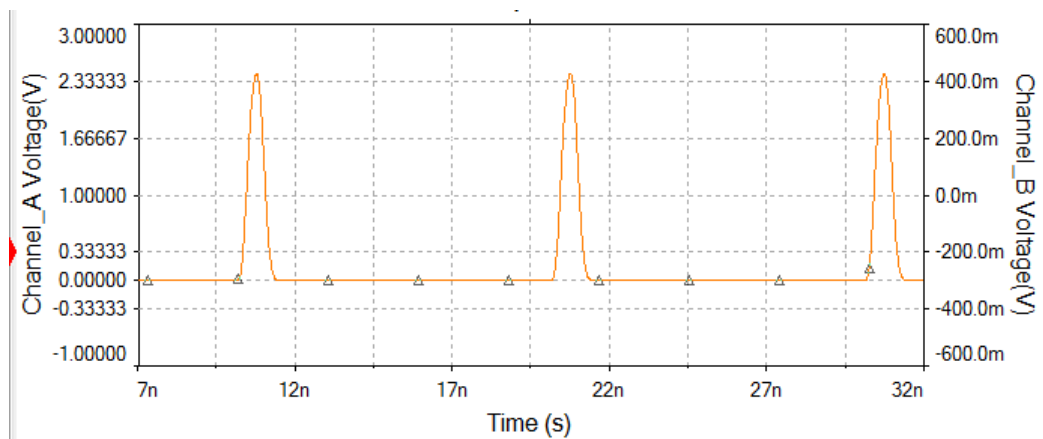


Рис.4.23 Часова форма гаусівських імпульсів на виході гаусівського фільтра

З рис.4.23 видно, що тривалість UWB гаусова імпульсу складає  $\tau = 1,3$  нс, що в 2,5 рази більше за тривалість початкового прямокутного імпульсу.

Для формування моноциклу, необхідно пропустити гаусів імпульс повз коло диференціювання (рис.4.24). Тоді на виході цього кола отримаємо

осцилограму, що зображена на рис.4.25. Отриманий моноцикл далі надходить в радіоканал, а з нього – в приймач UWB сигналів.

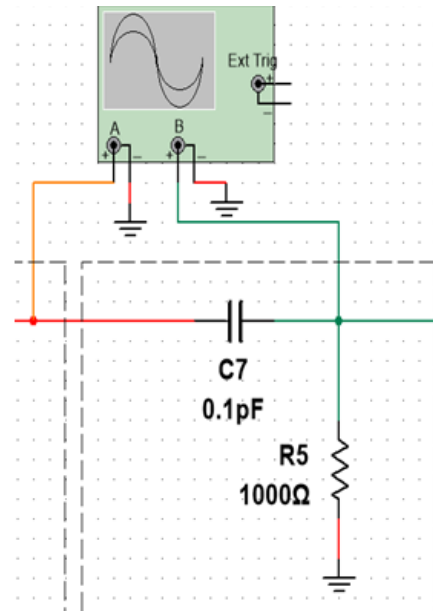


Рис.4.24 Коло диференціювання

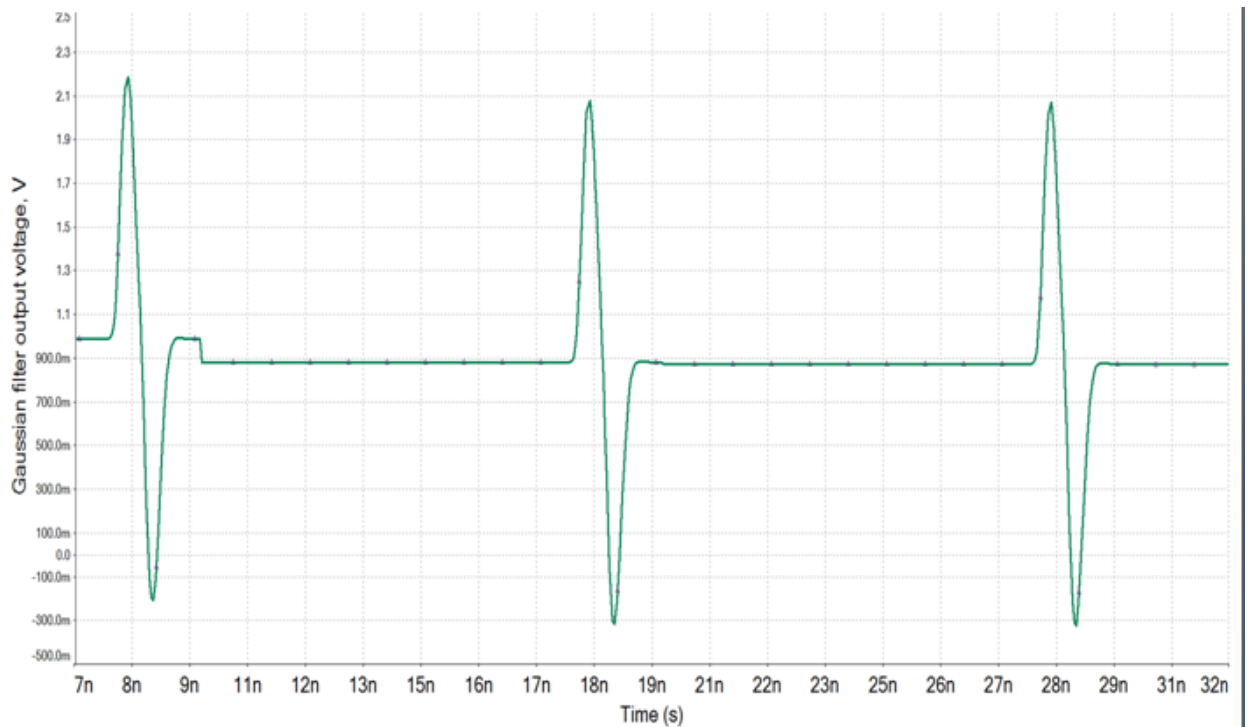


Рис.4.25 Гаусів моноцикл на виході кола диференціювання

### 4.4.3 Імітаційна модель радіоканалу

В якості радіоканалу, що з'єднує вихід передавача UWB сигналу зі входом приймача UWB сигналів, оберемо модель радіоканалу з білим гаусівським шумом та втратами вільного простору, які складають  $L = 80$  дБ. В якості атенюатора, який вносить задане ослаблення, оберемо П-подібний атенюатор, номінали резисторів якого показані на рис.4.26. Часова форма сигналу на виході атенюатора відображена на рис.4.27, з якого видно, що амплітуда моноцикла складає  $7,4$  мкВ.

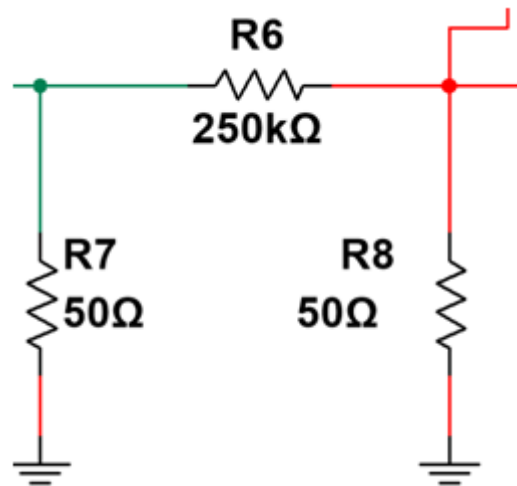


Рис. 4.26 П-подібний атенюатор на 80 дБ

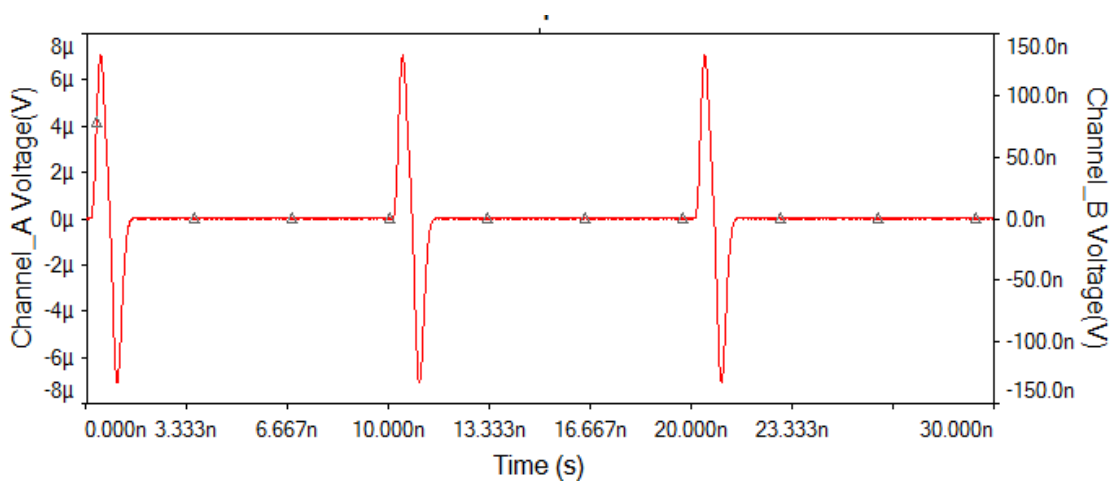


Рис. 4.27 Часова форма на виході атенюатора

Для моделювання впливу приймальної антени на UWB сигнал, що приймається з ефіру, пропустимо UWB гаусів моноцикл ще раз через коло диференціювання, що зображено на рис.4.24. Отримаємо UWB сигнал, який матиме вигляд, що зображений на рис.4.28. Його тривалість складає біля 1,5 нс.



Рис.4.28 UWB сигнал на виході антени UWB приймача (на виході другого кола диференціювання)

Додамо до схеми джерело шуму, яке імітує зовнішні шуми, які приймаються антеною UWB приймача та внутрішні шуми самого UWB приймача. Додавання виконуватимемо через 3-х децибельні атенюатори (рис.4.29, рис.4.30).

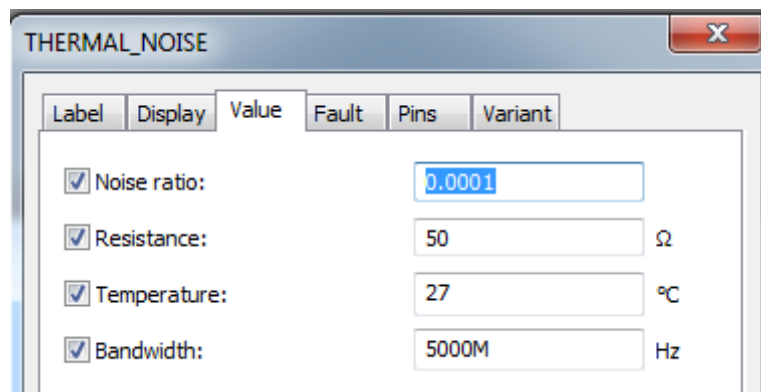


Рис.4.29 Параметри генератора теплового шуму



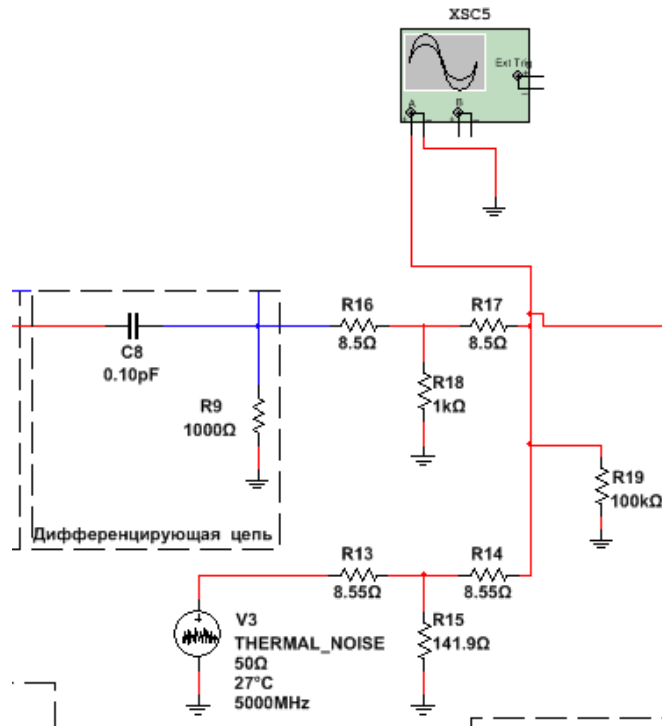


Рис.4.30 Схема додавання до сигналу моноцикла шумового сигналу

Осцилограму суми часової форми моноциклу та шуму відображено на рис.4.31.

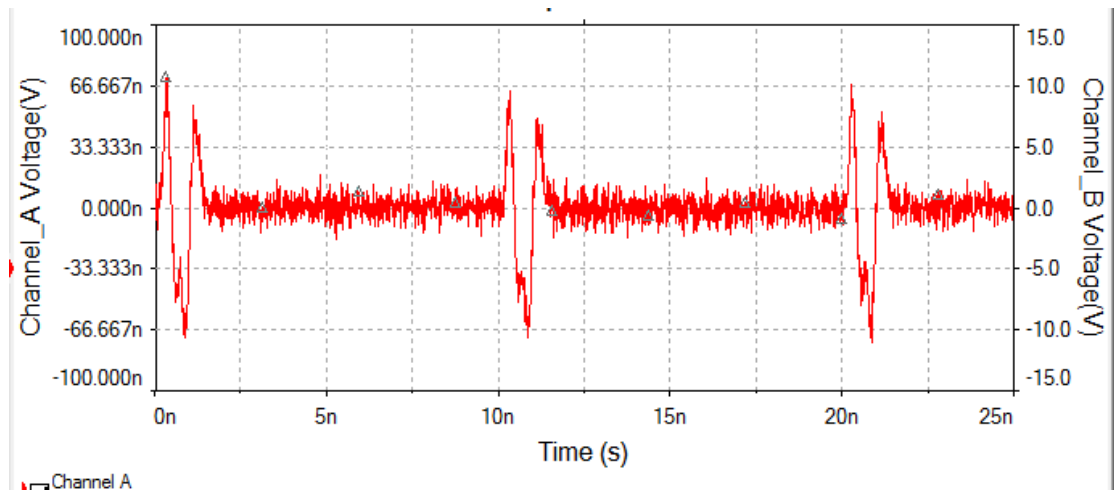


Рис.4.31 Часова форма суміші моноциклу з шумом

Перший елемент приймального тракту UWB приймача – широкопasmовий підсилювач радіочастоти, реалізуємо у вигляді трьохкаскадного підсилювача на базі моделі ідеального операційного

підсилювача (рис.4.32), причому коефіцієнт підсилення за напругою 1-го та 2-го каскаду  $K_1 = K_2 = 1000$ , а третього  $K_3 = 100$ .

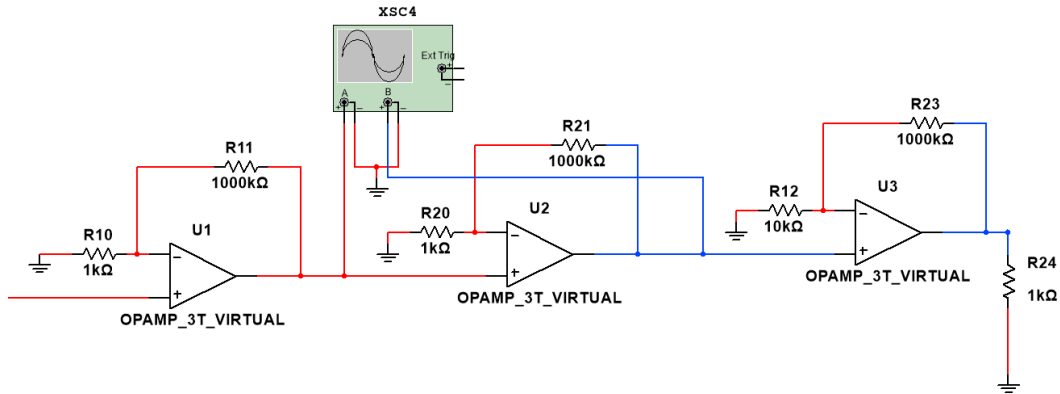


Рис.4.32 Електрична схема підсилювача радіочастоти на базі операційного підсилювача

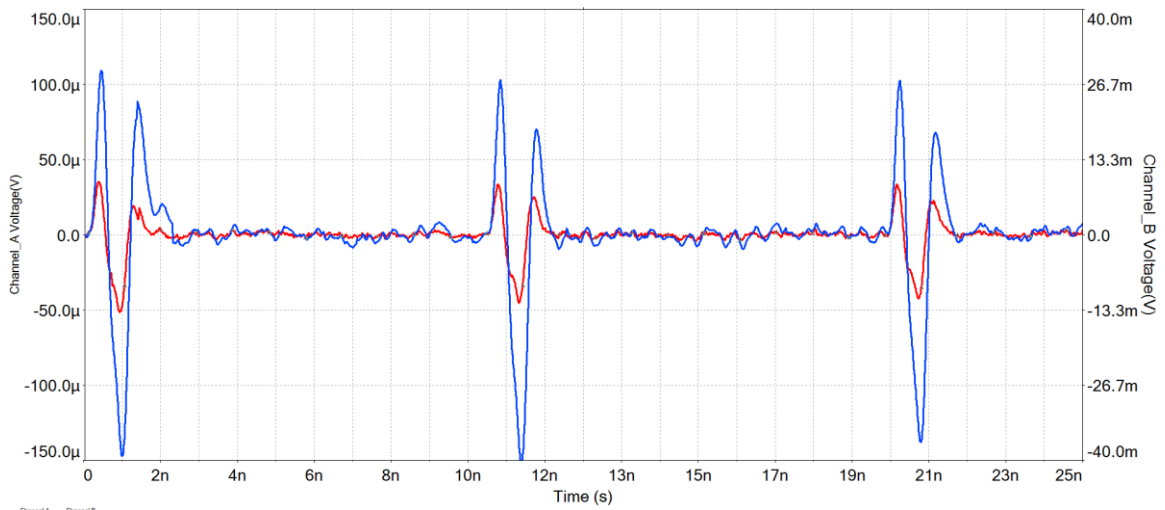


Рис.4.33 Часові форми UWB сигналу на виході 1-го (червона лінія) та 2-го (синя лінія) каскадів підсилювача радіочастоти

На рис.4.34 відображено часові форми UWB сигналу на виході 1-го та другого каскадів підсилювача радіочастоти.

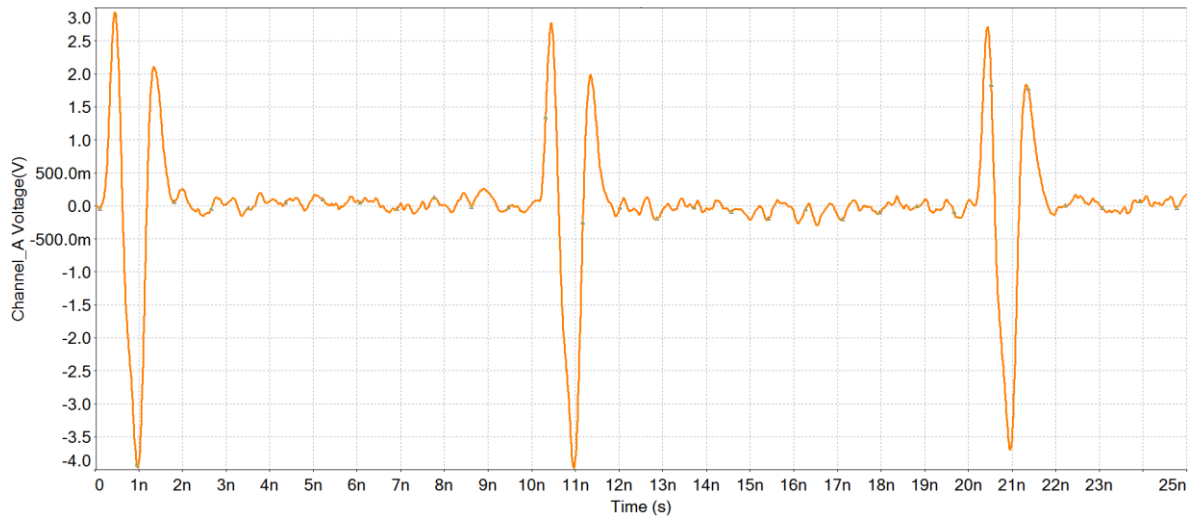


Рис.4.34 Часові форми UWB сигналу на виході 3-го каскаду підсилювача радіочастоти

Подамо сигнал, зображений на рис.4.35 на вхід пристрою квадратування на ідеальних польових транзисторах з індукованим каналом, електрична схема якого представлена на рис.4.36.

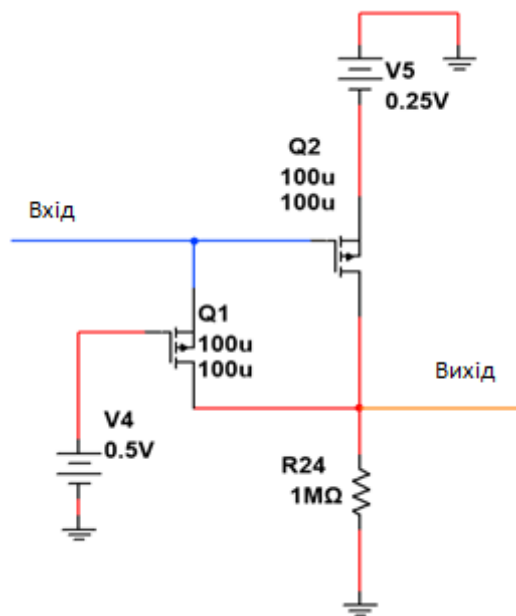


Рис.4.35 Схема пристрою квадратування

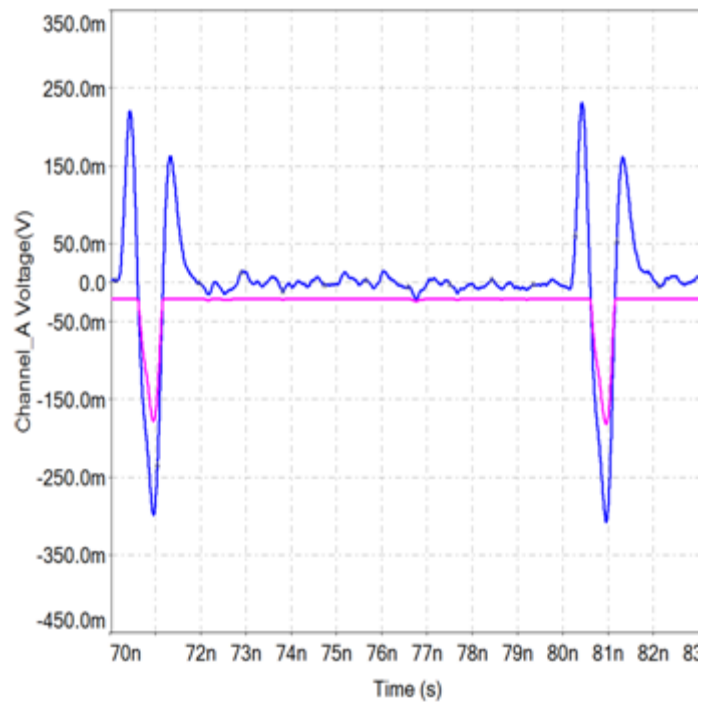


Рис.4.36 Електричний сигнал на вході (синя лінія) та виході (фіолетова лінія) пристрою квадратування

Як видно з рис.4.36, вихідний сигнал пристрою квадратування обробляє лише негативну складову UWB імпульсу а додатню відкидає, що є його недоліком, оскільки втрачається енергія додатної частини сигналу. Амплітуда вихідного сигналу пристрою квадратування складає -170 мВ. Подамо далі отриманий сигнал на вхід підсилювача з коефіцієнтом підсилення за напругою  $K = 6$ , а після нього – на інвертувальний підсилювач з коефіцієнтом підсилення  $K = -3$  (рис.4.37).

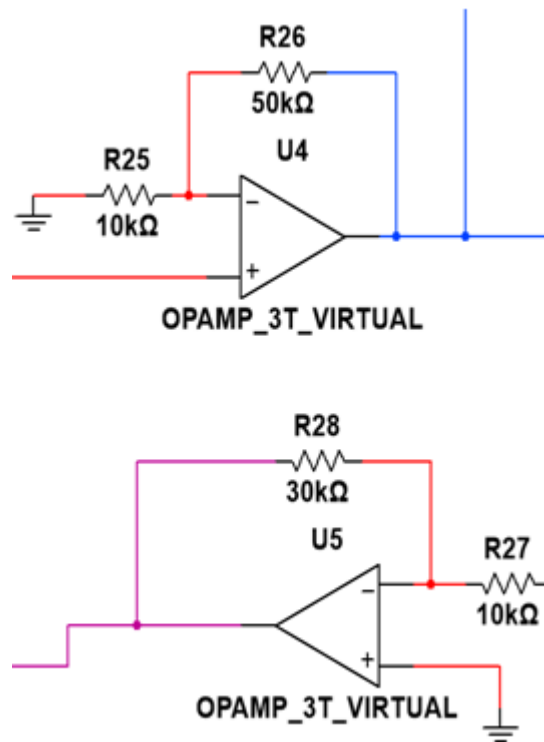


Рис.4.37 Підсилювачі сигналу

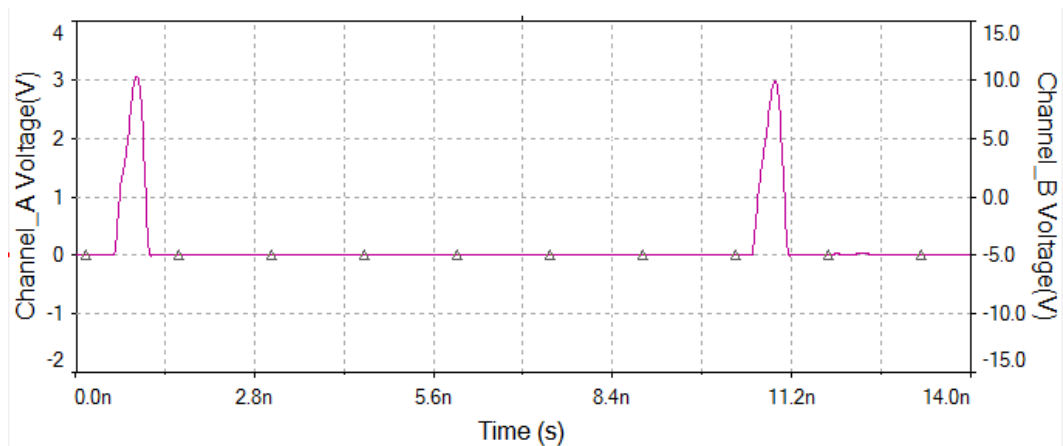


Рис.4.38 Сигнал на виході підсилювача

Амплітуда сигналу на виході підсилювача є додатною та дорівнює приблизно 3В. Тривалість імпульсу по «нулях» складає приблизно 0,6 нс. Для здійснення цифрової обробки необхідно перетворити цей сигнал в прямокутний імпульс з тривалістю більше 1 нс. Для цього подамо отриманий сигнал на одновібратор. Схему одновібратора (рис.4.39) виконаємо на основі логічного елементу «АБО-НЕ». Тривалість вихідного імпульсу одновібратора визначається, як  $\tau_{\text{вих}} = R_1 C_1$ . Наприклад, при подачі на вхід одновібратора

однополярного імпульсного сигналу з амплітудою  $U = 5 \text{ В}$  та тривалістю  $100 \text{ нс}$ , отримуємо на виході одновібратора імпульс з тривалістю  $\tau_{\text{вих}} = 1 \text{ мкс}$ .

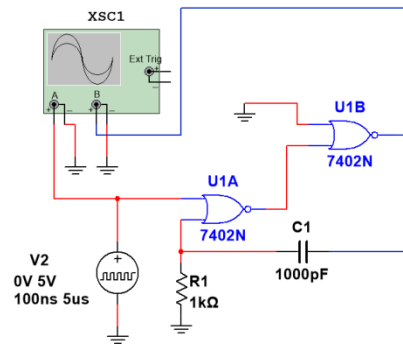


Рис.4.39 Одновібратор на основі логічного елемента «АБО-НЕ»

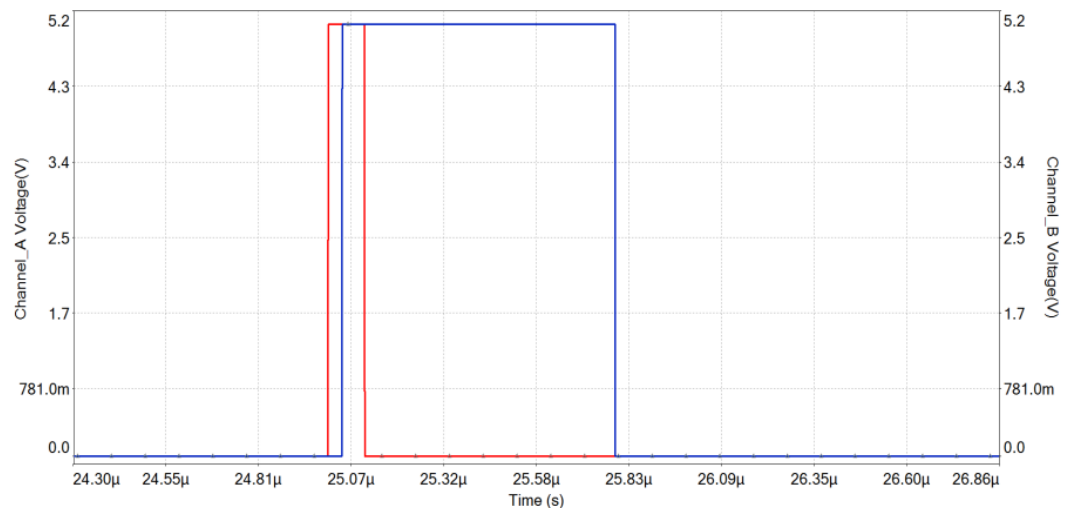


Рис.4.40 Часова форма сигналу на вході (червона лінія) та виході (синя лінія) одновібратора

Враховуючи, що логічні елементи в САПР Multisim мають кінцеву швидкодію, яка по-перше, недостатня для обробки UWB сигналів, а по-друге не регулюється програмними засобами, виконаємо синтез одновібратора на базі дискретної схемотехніки, замінивши кожен логічний елемент «АБО-НЕ» відповідною транзисторною схемою (рис.4.21), використавши при цьому широкосмугові транзистори BFP420, гранична робоча частота роботи яких складає  $25 \text{ ГГц}$ .

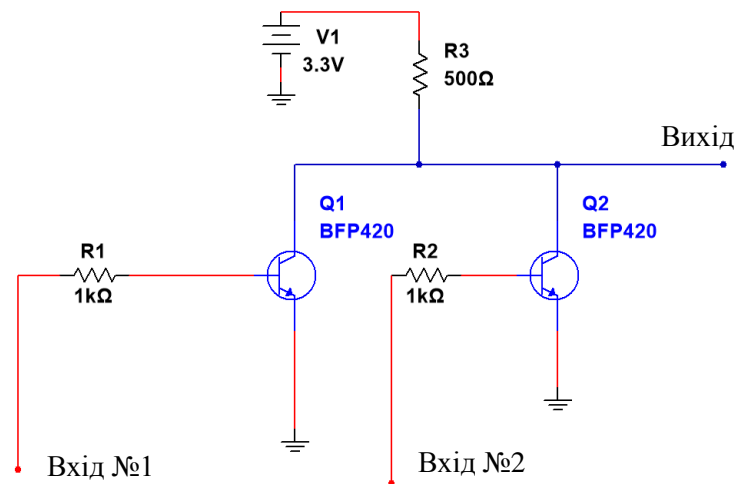


Рис.4.41 Електрична схема логічного елемента «АБО-НЕ» на транзисторах BFP420

Відповідно на рис.4.42 відображено електричну схему одновібратора (рис.4.39) з урахуванням схеми на рис.4.41.

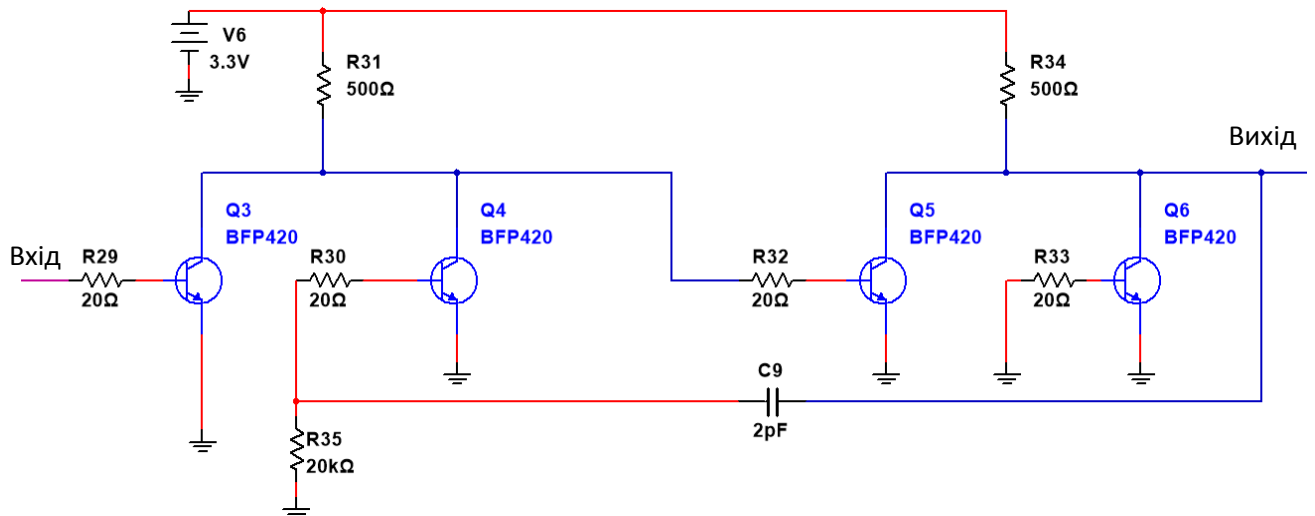


Рис.4.42 Електрична схема одно вібратора

На рис.4.42 відображено часові форми сигналу на вході та виході одновібратора. Як можна побачити, при дії UWB імпульсу тривалістю 0,6 нс та амплітудою 3В на виході одновібратора отримуємо майже прямокутний імпульс тривалістю біля 4 нс та з амплітудою 3,3 В, тобто в ТТЛ логіці. Далі сигнал можна подавати на цифрові пристрої обробки для виділення з прийнятого сигналу інформаційного повідомлення.

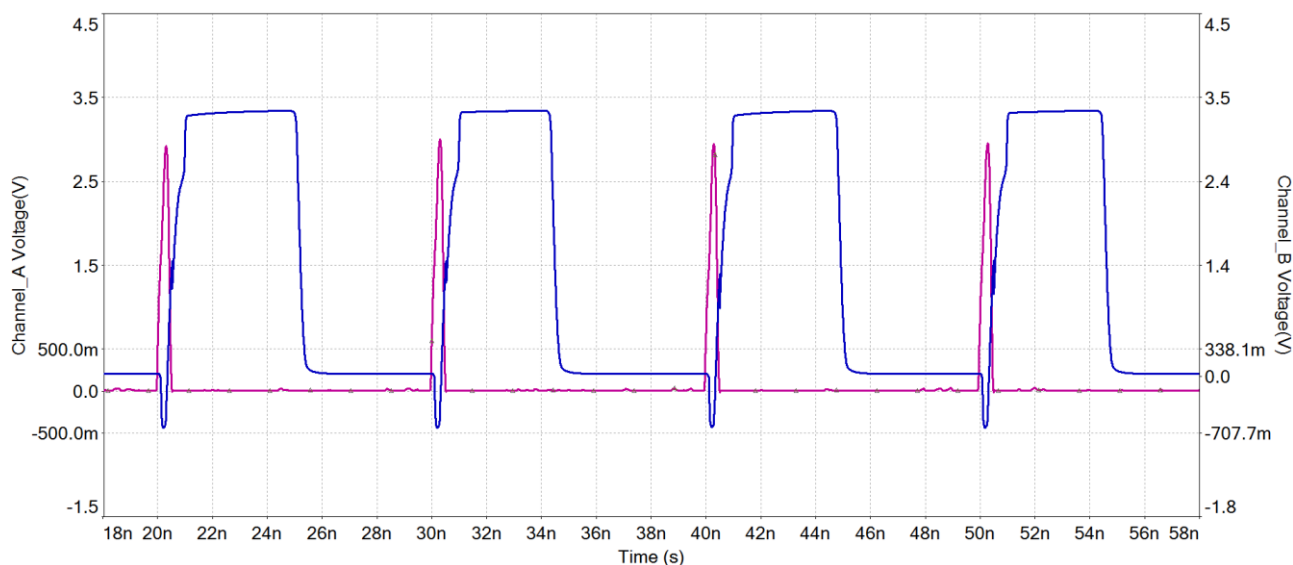


Рис.4.43 Часові форми сигналів на вході (фіолетова лінія) та виході (синя лінія) одновібратора

#### Висновки до розділу 4

В даному розділі за допомогою САПР AWR Microwave Office та Multisim було проведене імітаційне моделювання на передавальній частині електричної схеми генератора UWB імпульсів на базі ДНЗ та на приймальній – UWB приймача.

Визначено структурну схему генератора UWB (рис.4.1), в результаті моделювання на виході генератора UWB отримано імпульс довжиною 300 пс.

Визначено структурну схему приймача UWB (рис.4.20) та в результаті моделювання отримано на виході одновібратора прямокутний імпульс тривалістю біля 4 нс та з амплітудою 3,3 В.



## ВИСНОВКИ

В дипломній роботі були розглянуті загальні відомості про терагерцовий діапазон, особливості побудови радіорелейних ліній, про UWB сигнали та наведено класифікацію UWB сигналів.

Проведено розрахунок енергетичного бюджету бездротової ТКС на базі UWB сигналів з наступними параметрами: тип бездротової ТКС – дуплексний, модуляція – BPSK, швидкість передачі – 100 Мбіт/с, діапазон робочих частот на передачу – 130-160 ГГц, на прийом – 220-250 ГГц, вихідна потужність – 50 мВт, чутливість –  $2.07 * 10^{-9}$  Вт.

Встановлено, що при використанні модуляції BPSK та високоспрямованих антен дальність передачі становить від 433 до 678 м.

Розроблено структурну схему бездротової ТКС на базі UWB сигналів з використанням вже існуючого обладнання, що серійно випускається та подальшим імітаційним моделюванням генератора та приймачів UWB сигналу, які необхідно розробити для можливості реалізації технічної побудови.

Було проведено імітаційне моделювання електричних схем генератора та приймача UWB сигналів за допомогою САПР AWR Microwave Office та за допомогою Multisim.

Подальшим напрямком розвитку даної роботи є розробка друкованої плати генератора та приймача UWB сигналів та їх експериментальне тестування.

Робота може бути використана в навчальному процесі та для розробки перспективних засобів телекомунікації.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Наритник Т.М. , Єрмаков А.В., Бондарчук С.О., Вальчук Д.С. Аналіз терагерцових технологій та їх застосування для створення інноваційних розробок // Проблеми телекомунікацій. – 2017. – № 1 (20). – С. 50 - 56.
2. Исаев В.М., Кабанов И.Н., Комаров В.В., Мещанов В.П. Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона // Доклады ТУСУРа. – 2014. – №4 (34). – С. 5-21
3. Кочкуров Леонид(диссертация)  
Генерація терагерцового излучения методами внутрирезонаторного преобразования частоты в двухволновых полупроводниковых и волоконных лазерах
4. Принципы построения TV систем [Електронний ресурс] URL: [http://www.dom-spravka.info/\\_connect\\_portal/tele\\_principi.html](http://www.dom-spravka.info/_connect_portal/tele_principi.html)
- 5.Радіорелейний зв'язок [Електронний ресурс] URL: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Радіорелейний\\_зв'язок](https://uk.wikipedia.org/wiki/Радіорелейний_зв'язок)
6. Чернецова Е.А. Системы и сети передачи информации. Часть 3. Системыцифровой связи. Монография. — СПб.: РГГМУ, 2015. — 186 с.
7. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С., Системы связи с подвижными объектами: Учеб. Пособие для вузов - М.: Радио и связь, 2002 - 440 с.
8. План распределения частот [Електронний ресурс] URL: [https://studbooks.net/2366012/tehnika/plan\\_raspredeleniya\\_chastot](https://studbooks.net/2366012/tehnika/plan_raspredeleniya_chastot)
9. Вишнеvский В., Фролов С., Шахнович И. Радиорелейныелинии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. 2011. №1. С. 90–97.
10. Сверхширокополосные сигналы [Електронний ресурс] URL: ([https://ru.wikipedia.org/wiki/Сверхширокополосные\\_сигналы](https://ru.wikipedia.org/wiki/Сверхширокополосные_сигналы))
11. I. Oppermann, M. Himilinen, J. Linatti, UWB: Theory and Applications, Wiley, 2004.
12. Сверхширокополосные системы UWB (Ultra Wide Band)[Електронний ресурс] URL: <http://rfdesign.ru/uwb/>
13. Бунин С.Г., Долженко Д.О., Висоцький М.В., Плотник К.О. Застосуваннянадширококуглових імпульсних радіосигналів у супутникових системах і системахдальнього радіозв'язку // Наукові Вісті. – 2010. – № 6(74).– С. 5 – 10.
14. Технология МВ-OFDM [Електронний ресурс] URL: <http://lib.kstu.kz:8300/tb/books/2017/TSS/Yugay%20i%20dr/Teory/tema5.htm>
15. Бунин С.Г. “Неэнергетический” прием ультракоротких импульсных сигналов // Telecommunication Sciences. — 2010. — 1, N 1. — P. 7—13.

16. Авдєєнко Г.Л., Бунін С.Г., Наритник Т.М., Єрмаков А.В. Обґрунтування частотних діапазонів для високошвидкісних безпроводових телекомунікаційних систем терагерцового діапазону // Проблеми телекомунікацій – 2017. – № 1 (20) – С. 28-37.

17. Наритник Т.М. Радіорелейні та тропосферні системи передачі / Наритник Т.М., Почерняєв В.М., Уткін Ю.В. // Навч. посіб. Міністерства науки та освіти, серія «Системи передачі». – с. 312. – р. 2007.

18. Ильченко М.Е., Денбновецкий С.В., Нарытник Т.Н., Лутчак А.В., Май А.В. Проектирование интегрального приемника терагерцового диапазона частот. // Проблеми телекомунікацій – 2017. – № 1 (20) – С. 57-63.

19. Joseph A. Shaw Radiometry and the Friis transmission equation // American Journal of Physics. – Vol.81. – № 1. – 33-37 p., September 2012.

20. Derek Abbott Simple Derivation of the Thermal Noise Formula Using Window-Limited Fourier Transforms and Other Conundrums / Derek Abbott, Bruce R. Davis, Nicholas J. Phillips, Kamran Eshraghian // IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION. – Vol.39. – № 1. – February, 1996.

21. Дифференциальный усилитель [Електронний ресурс] URL: <https://lektsii.com/1-89155.html>

22. Ultra Wide Band Amplifiers [Електронний ресурс] URL: [http://www.atlantecrf.com/products/active\\_components/amplifiers/ultra-wide-band-amplifiers.htm](http://www.atlantecrf.com/products/active_components/amplifiers/ultra-wide-band-amplifiers.htm)

23. Subharmonic Mixer 110-170 GHz [Електронний ресурс] URL: <https://www.radiometer-physics.de/products/mmwave-and-terahertz-products/mixers/mixers-subharmonic-and-harmonic-mixers/fullband-subharmonic-mixers/subharmonic-mixer-110-170-ghz/>

24. Active Frequency Multiplier 60-90 GHz [Електронний ресурс] URL: <https://www.radiometer-physics.de/products/mmwave-and-terahertz-products/frequency-multipliers/active-frequency-multipliers/active-frequency-multiplier-60-90-ghz/>

25. USB Frequency Synthesizer Module [Електронний ресурс] URL: <https://www.pasternack.com/usb-frequency-synthesizer-module-pll-10-20-ghz-sma-pe11s3903-p.aspx>

26. IQD TCXOs [Електронний ресурс] URL: <https://www.iqdfrequencyproducts.com/products/search/?type=tcxos>

27. Band Pass Filters [Електронний ресурс] URL: [http://www.elmika.com/band\\_pass\\_filters.html](http://www.elmika.com/band_pass_filters.html)

28. Millimeter Wave Low Noise Amplifiers – VTLNA Series [Електронний ресурс] URL:

<http://vivatech.biz/Joomla/index.php/products-services/components/amplifiers.html?start=1>

29. Cassegrain Antennas [Електронний ресурс] URL:

<http://www.elva-1.com/products/a40047%20target=>

30. Subharmonic Mixer 220-330 GHz [Електронний ресурс] URL:

<https://www.radiometer-physics.de/products/mmwave-and-terahertz-products/mixers/mixers-subharmonic-and-harmonic-mixers/fullband-subharmonic-mixers/subharmonic-mixer-220-330-ghz/>

31. Active Frequency Multiplier 6 80-125 GHz +10 [Електронний ресурс] URL:

<https://www.radiometer-physics.de/products/mmwave-and-terahertz-products/frequency-multipliers/active-frequency-multipliers/active-frequency-multiplier6-80-125-ghz-10/#tabs-container-1>

32. Авдєєнко Г.Л., Бунін С.Г., Наритник Т.Н. Схемотехнічні моделювання генераторів UWB сигналів для безпроводових телекомунікаційних систем // Проблеми телекомунікацій – 2018.

33. Hewlett-Packard Application Note AN918: Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes. Hewlett-Packard, 1984.