



Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем

(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« 06 » грудня 2022 р.

**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Коліснику Дмитру Романовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання поширення радіосигналів у відкритому просторі для підвищення ефективності радіолокаційних систем

Керівник роботи Дедів Ірина Юріївна, к.т.н., доц.

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

Затверджені наказом ректора від «06» грудня 2022 року № 4/7-989

2. Термін подання студентом завершеної роботи грудня 2022 року

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, моделювання поширення радіосигналів

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

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

1. Фактори впливу на проходження радіосигналів у відкритому просторі

2. Аналіз та моделювання параметрів проходження сигналу через атмосферу

3. Моделювання параметрів сигналу рлс після проходження атмосфери

4. Висновки



## АНОТАЦІЯ

Колісник Дмитро Романович. Моделювання поширення радіосигналів у відкритому просторі для підвищення ефективності радіолокаційних систем. – Рукопис. Кваліфікаційна робота магістра, Тернопільський національний технічний університети імені Івана Пулюя, Тернопіль, 2022.

В кваліфікаційній роботі магістра розглянуто питання моделювання поширення радіосигналів у відкритому просторі для підвищення ефективності радіолокаційних систем. Особливості проходження радіосигналів у відкритому просторі та як частковий випадок задачу радіолокації. Проаналізовано основні параметри радіосигналів, що використовуються при цьому і проведено їх імітаційне моделювання. Проаналізовано особливості впливу факторів навколишнього середовища на радіолокаційний сигнал. Проведено моделювання параметрів таких сигналів з метою оцінювання, в наступному, впливу на них факторів відкритого простору.

Ключові слова: радіосигнал, відкритий простір, перешкода, вологість повітря.

## ANNOTATION

Kolisnyk Dmytro Romanovych. Modeling the propagation of radio signals in open space to improve the effectiveness of radar systems. - Manuscript. Master's qualification work in specialty 172 – telecommunications and radio engineering, TNTU, Ternopil, 2022.

The master's qualification thesis deals with modeling the propagation of radio signals in open space to increase the effectiveness of radar systems. Peculiarities of the passage of radio signals in open space and, as a partial case, the problem of radar location. The main parameters of the radio signals used in this process were analyzed and their simulation modeling was carried out. The peculiarities of the influence of environmental factors on the radar signal are analyzed. The parameters of such signals were modeled in order to evaluate, in the following, the influence of open space factors on them.

Key words: radio signal, open space, obstacle, air humidity.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	11
1.1 Атмосферні фактори впливу на проходження радіосигналів у відкритому просторі.....	11
1.2 Вимоги до параметрів сигналів в області радіолокації.....	12
1.3 Способи подання ЛЧМ сигналу.....	29
1.4 Моделювання параметрів ЛЧМ сигналів.....	34
1.5 Висновки до розділу 1.....	38
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	40
2.1 Імітація параметрів радіолокаційного сигналу.....	40
2.2 Аналіз та моделювання параметрів проходження сигналу через атмосферу.....	42
2.3 Фазові спотворення сигналу в тропосферній радіолінії.....	43
2.4 Амплітудні спотворення сигналу в тропосферній радіолінії.....	49
2.5 Способи коригування спотворень сигналу в радіолінії, обумовлених впливом атмосфери.....	51
2.6 Висновки до розділу 2.....	52
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	54
3.1 Моделювання параметрів сигналу РЛС після проходження атмосфери.....	54
3.2 Оцінка впливу сезонних змін.....	54
3.3 Оцінка впливу висотної зміни коефіцієнта заломлення.....	57
3.4 Оцінка впливу флуктуацій фази сигналу на неоднорідності атмосфери.....	59
3.5 Висновки до розділу 3.....	61
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	62
4.1 Охорона праці.....	62
4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	64
4.3 Висновки до розділу 4.....	67

	7
ВИСНОВКИ.....	68
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	70
ДОДАТКИ	

## ВСТУП

**Актуальність роботи.** Проходження радіохвиль в атмосфері характеризується їх ослабленням. Ослаблення випромінювання в атмосфері відбувається не тільки за рахунок її поглинання, а й за рахунок розсіювання. Внаслідок оптичної неоднорідності атмосфери на цих неоднорідностях відбувається заломлення, відбиття і дифракція електромагнітних коливань. Якщо розміри зважених в атмосфері частинок малі порівняно з довжиною хвилі коливань, то відбувається молекулярне розсіювання, яке підкоряється закону Релея. Відповідно до цього закону інтенсивність розсіювання випромінювання обернено пропорційна довжині хвилі в четвертому ступені. Молекулярне розсіювання є значним у видимій та інфрачервоній областях спектру. Ослаблення випромінювання внаслідок релєївського розсіювання може у багато разів перевищувати молекулярне поглинання. При розмірах частинок, співмірних з довжиною хвилі випромінювання, спостерігається дифракційне розсіювання. Цей тип розсіювання є асиметричним: більше енергії випромінювання розсіюється вперед, ніж назад. Якщо розміри частинок значно перевищують довжину хвилі, то виникає геометричне розсіювання, яке проявляється переважно в інфрачервоній області спектра оптичного випромінювання. У реальній атмосфері мають місце всі три типи розсіювання, оскільки в ній присутні частинки майже всіх зазначених розмірів.

Концентрація водяної пари в атмосфері залежить від географічного положення регіону, пори року, висоти шару атмосфери, місцевих погодних умов і коливається за обсягом від 0,001 до 4%. Основна кількість водяної пари зосереджена в нижньому п'ятикілометровому шарі і різко зменшується при подальшому збільшенні висоти.

Радіус дії локатора в умовах земної атмосфери обмежений характеристиками поширення лінійно частотно модульованих (ЛЧМ)



сигналів (зондуючих і відбитих) по трасі локації. Зазвичай атмосфера (особливо тропосфера) має локально неоднорідну структуру (пил, теплові коливання її параметрів, забруднення повітря тощо), що призводить до поглинання та розсіювання, тобто до ослаблення випромінювання ЛЧМ при його поширенні. При роботі радіолокаційної станції (РЛС) в атмосфері поле на осі первинного пучка випромінювання на досить великій відстані від передавача локатора практично повністю визначається розсіяною складовою випромінювання. Крім того, наявність неоднорідностей у середовищі викликає значну просторову дифузію енергії ЛЧМ-випромінювання в напрямку від осі випромінювання: ЛЧМ-сигнал поширюється в просторі в міру віддалення від джерела випромінювання. Це призводить до додаткового ослаблення випромінювання на осі променя, що, в свою чергу, спричиняє додаткове зменшення дальності дії, а також кутової точності та роздільної здатності РЛС.

Існують фактори, що визначають величину ослаблення (загасання) радіолокаційного випромінювання в атмосфері Землі. Такими факторами є вибіркоче молекулярне поглинання і розсіювання, а також вибіркоче розсіювання частинками (аерозолі). Як відомо, атмосфера Землі — це оптичне середовище, що складається із суміші газів і водяної пари із завислими в ній сторонніми твердими і рідкими частинками — аерозолями (крапельками води, що виникають при конденсації водяної пари, частинками пилу, диму тощо), розмір якого коливається від  $5 \cdot 10^{-6}$  до  $5 \cdot 10^{-3}$  см. Основними постійними компонентами приземного шару атмосфери є азот (78%) і кисень (21%). Інші гази (вуглекислий газ, водень, озон, аргон, ксенон та ін.) становлять менше одного відсотка об'єму. На оптичні властивості (прозорість) атмосфери в основному впливають вода в газовій і рідкій фазах, вуглекислий газ, озон, аерозолі. Їх вміст в атмосфері Землі неоднаковий на різних висотах, у різних географічних зонах і залежить від метеорологічних умов. Крім того, склад атмосфери постійно змінюється внаслідок турбулентності, тобто хаотичних вихрових рухів шарів атмосфери.

Таким чином, актуальною є задача розроблення способу врахування параметрів середовища поширення радіосигналів та впливу присутніх в ньому неоднорідностей на зміну параметрів таких сигналів.

**Мета і завдання дослідження.** Проведення моделювання поширення радіосигналів у відкритому просторі. Задачі:

- аналіз стану проблеми;
- аналіз факторів впливу параметрів відкритого простору на проходження в ньому радіосигналу;
- моделювання параметрів та характеристик сигналів в області радіолокації;
- аналіз та моделювання параметрів проходження сигналу через атмосферу;
- проведення експериментальних досліджень

*Об'єкт дослідження:* процес моделювання поширення радіосигналів у відкритому просторі.

*Предмет дослідження:* способи математичного опису процесу проходження радіосигналів у відкритому просторі.

**Наукова новизна.** Отримано залежності зміни параметрів та характеристик радіосигналів при проходженні їх у відкритому просторі та проведено моделювання їх для різних значень факторів відкритого простору.

**Практичне значення отриманих результатів.** Застосування при проектуванні радіолокаційних систем підвищеної ефективності.

**Апробація результатів дослідження.** Участь в XI Міжнародній науково-технічній конференції студентів та молодих учених «Актуальні задачі сучасних технологій» (м. Тернопіль, 2022 р.).

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

#### 1.1 Атмосферні фактори впливу на проходження радіосигналів у відкритому просторі

Коли широкосмуговий сигнал проходить через тропосферну радіолінію, виникають фазові спотворення сигналу. Спотворення сигналу в тропосфері визначається частотною залежністю показника заломлення тропосфери. Спотворення широкосмугового сигналу виникають в результаті впливу сезонних коливань, кута підйому випромінювання і неоднорідності атмосфери.

У тропосфері тиск і вологість у середньому експоненціально зменшуються з висотою, тоді як температура зменшується лінійно, тому середній висотний профіль показника заломлення можна апроксимувати експоненціальною залежністю. У смузі частот від 9 ГГц до 10 ГГц відносна зміна фази через сезонні коливання показника заломлення показує досить сильну зміну фази в смузі частот з можливою неоднозначністю у її визначенні. Сигнал із вузькою смугою пропускання 10 МГц має незначну зміну фази.

Сканування радіолокаційної системи (РЛС) у вертикальній площині в секторі від  $0^\circ$  до  $90^\circ$  призведе до зміни показника заломлення через залежність його профілю від висоти лінії зондування. Зміна показника заломлення з висотою лінії зондування еквівалентна лінійній зміні фази сигналу в широкому діапазоні. При зміні кута висоти радіолінії від нуля (поверхневе зондування) до  $90^\circ$  при зондуванні сигналом із більш широкою смугою від 9 ГГц до 10 ГГц відбувається сильніша зміна фази, ніж при зондуванні сигналом із смугою частот 10 МГц.

За умови поширення радіолокаційного сигналу в неоднорідній атмосфері спостерігаються нерегулярні зміни його фази та амплітуди. Якщо довжина шляху поширення радіохвилі становить  $l$ , а атмосфера має зернисту структуру з розміром неоднорідностей  $l_0$ , то загальна кількість неоднорідностей на шляху поширення дорівнює  $l/l_0$ . У цьому випадку отримана середня квадратична помилка пропорційна квадратному кореню з числа неоднорідностей.

## 1.2 Вимоги до параметрів сигналів в області радіолокації

Однією з тенденцій розвитку радіолокації є застосування лінійно частотно модульованих (ЛЧМ) сигналів під час зондування простору. Також дані сигнали ще називають ширококутовими.

Імпульсний сигнал називається ширококутовим, якщо добуток його тривалості на ширину спектра частот більший за 1. Широкутовість зазвичай досягається шляхом внутрішньоімпульсної модуляції фази (частоти) коливань. Широкутовий радіоімпульс має ширину спектра в  $n$  разів більшу, ніж імпульс тієї ж тривалості без внутрішньоімпульсної модуляції.

Імпульс на виході оптимального фільтра визначається амплітудно-частотним спектром сигналу. Це означає, що ширококутовий радіоімпульс перетворюється у своєму оптимальному фільтрі на імпульс такої ж тривалості, що і імпульси тривалості  $\tau_i/n$  при впливі на свій оптимальний фільтр. Інакше висловлюючись, ширококутові радіоімпульси стискаються в оптимальних фільтрах.

Якщо два зсунуті ширококутові радіоімпульси, що перекриваються, впливають на відповідний оптимальний фільтр, кожен з них в силу застосовності принципу суперпозиції до лінійних систем, стискається незалежно. Це дозволяє збільшувати тривалості імпульсів без погіршення роздільної здатності по дальності. Збільшення тривалості імпульсу є засобом збільшення його енергії при піковій потужності, яка зазвичай обмежена

умовами генерації в фідерних трактах. Поряд із збільшенням енергетики можна підвищувати у значних межах роздільну здатність по дальності, використовуючи дуже широкосмугові сигнали.

У зв'язку з практичною доцільністю використання широкосмугових сигналів слід детальніше розглянути шляхи розширення спектра, а потім вивчити фізичні процеси при стисненні в оптимальних фільтрах.

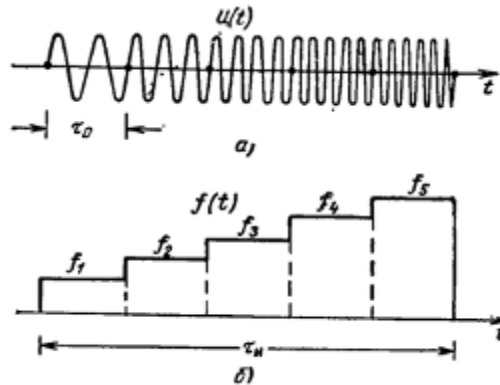


Рис. 1.1. Частотно-маніпульований імпульс (а) та закон зміни частоти (б) в імпульсі

Одним із способів розширення спектру імпульсу є використання частотної маніпуляції. На рис. 1.1 показаний складовий імпульс тривалістю  $\tau_i$ , отриманий шляхом стикання (наприклад, з точністю до фази) більш коротких імпульсів тривалістю  $\tau_0$ . Частота коливань від імпульсу до імпульсу змінюється стрибком, тому результуючий спектр складається з взаємно зміщених парціальних спектрів. Можливості розширення результуючого спектра збільшуються.

Поряд із ступінчастою зміною частоти (рис. 1.1) можлива плавна (наприклад, лінійна) зміна частоти. Радіоімпульс називається при цьому частотно-модульованим, зокрема лінійно частотно-модульованим.

Якщо тривалість імпульсу на вході  $\tau_i$ , то тривалість на виході по нулях становить  $2/\Pi$ , а за рівнем 0,64 становить  $1/\Pi$ , тобто коефіцієнт стиснення цього останнього рівня

$$K_{ст} = \prod_1 \tau_i = n \quad (1.1)$$

Залежно від форми амплітудно-частотного спектра змінюється форма стисненого імпульсу на виході оптимального фільтра

На рис. 1.2 показана схема, що дозволяє формувати сигнали та імпульсні характеристики у вигляді частотно-маніпульованих радіоімпульсів. Ця схема складається з лінії затримки з підключеними до її відводів коливальними контурами та суматорами.

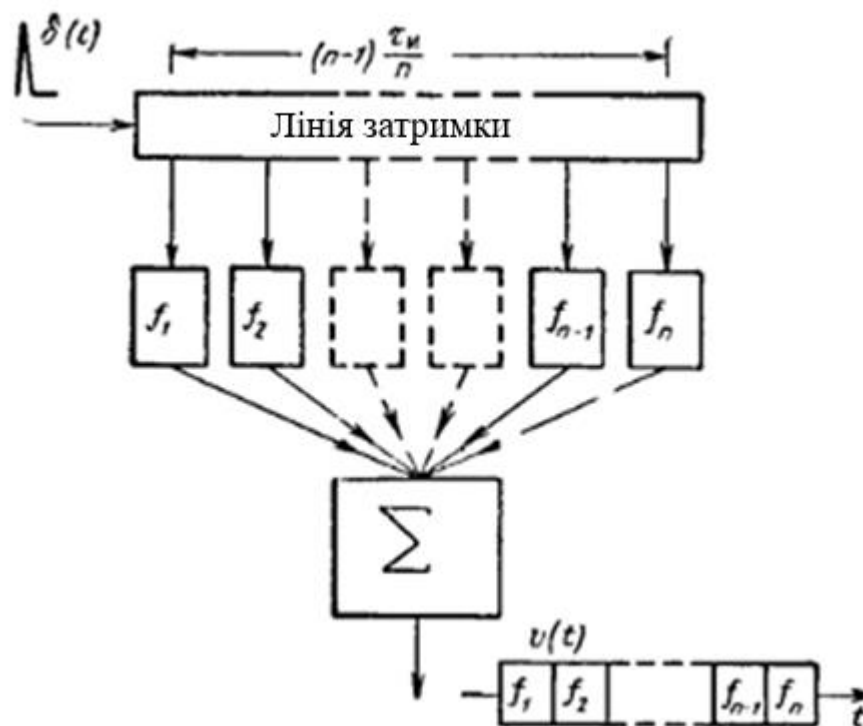


Рис. 1.2. Формування імпульсної характеристики у вигляді частотно-маніпульованого радіоімпульсу

При дії функції на вхід системи в кожному з контурів послідовно збуджуються імпульсні перехідні процеси, а на виході суматора при відповідному підборі параметрів виходить протяжне частотно-модульоване коливання. Більш точне наближення імпульсної характеристики до прямокутного частотно-маніпульованого радіоімпульсу можна отримати,

використовуючи сусідні пари відводів для формування парціальних радіоімпульсів з прямокутною огибаючою і добиваючись зшивання прямокутних радіоімпульсів різних частот. Зразковий вид амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик елементів ланок, що підключаються до суматора, показано на рис. 1.3. Фазо-частотна характеристика кожного елемента ланки визначається відповідною затримкою і має тим більший нахил, чим більше ця затримка

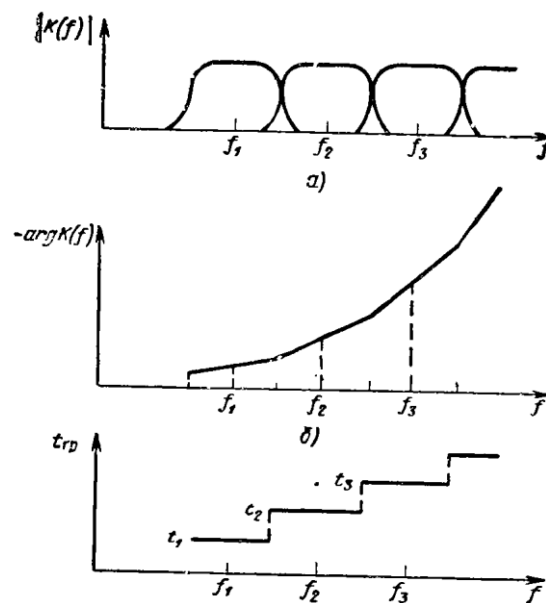


Рис. 1.3. Амплітудно-частотні (а) та фазо-частотні (б) характеристики елементів ланок, що підключаються до суматора на рис. 1.2; залежність часу групового запізнення від частоти у цій схемі (в)

Затримка огибаючої групи близьких за частотою спектральних складових

$$t_j = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{df} \arg K(f) \quad (1.2)$$

що утворюють і-й із парціальних імпульсів частотно-маніпульованого колювання. Графік залежності затримки (групового запізнення) від частоти подано на рис. 1.3, в.

Розглянута схема (рис. 1.2) здатна здійснювати стиск радіоімпульсу, дзеркального по відношенню до її імпульсної характеристики.

Якщо від частотно-маніпульованого радіоімпульсу перейти до частотно-модульованого (рис. 1.4 а), то імпульсна характеристика оптимального фільтра перейде в частотно-модульоване коливання з дзеркальним по відношенню до сигналу законом частотної модуляції. Розглядаючи відповідно до інтегралу Фур'є - функцію як накладання радіоімпульсів різних частот, можна стверджувати, що оптимальний фільтр повинен здійснювати різну затримку різних груп частот. Рисунку 1.4, б відповідає менша затримка низьких частот і більша затримка високих, тобто залежність групової затримки від частоти повинна відповідати графіку рис.1.4,в. Для цього час групового запізнювання в лінії має змінюватися в діапазоні частот сигналу за певним законом, в даному випадку за лінійним.

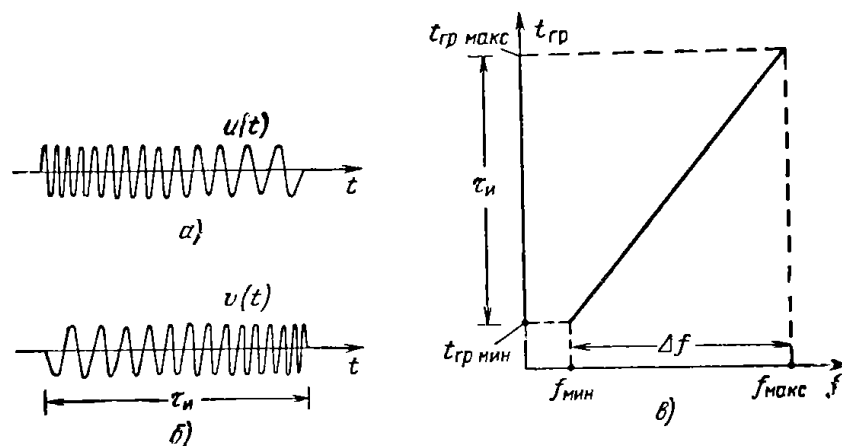


Рис. 1.4. Частотно-модульований радіоімпульс (а), імпульсна характеристика оптимального фільтра (б) та характеристика часу групового запізнення в ньому (в)

Непостійність групового часу запізнення для різних спектральних складових відносять до класу явища дисперсії швидкості поширення. Тому лінії затримки зі змінним часом групового запізнення називають дисперсійними.



Поняття залежності від частоти групового запізнення дозволяє дати просте трактування механізму стиску при внутрішньоімпульсній частотній модуляції. Лінія з характеристикою, показаною на рис. 1.4, в затримує більшою мірою високі, ніж низькі частоти. Подамо на неї імпульс, миттєва частота якого змінюється від вищої на початку до нижчої в кінці імпульсу. Отже, вищі частоти діють раніше, але затримуються переважно, а нижчі діють пізніше, але затримуються менше. Це створює передумову для поєднання всіх груп частот та утворення стисненого імпульсу.

Підбір оптимальної характеристики часу групового запізнення еквівалентний підбору оптимальної фазо-частотної характеристики.

Компенсація фазо-частотного спектра сигналу є основною причиною часового стиснення, приводячи до узгодженого накладення гармонійних складових та утворення піку стисненого радіоімпульсу. Підбір оптимальної амплітудно-частотної характеристики, змінюючи співвідношення спектральних складових сигналу з метою ослаблення завади, може вести лише до звуження спектра та розширення стисненого імпульсу. Однак для широкосмугових радіоімпульсів таке розширення суттєво перекривається стисненням за рахунок компенсуючої дії фазо-частотної характеристики.

Після проходження ЛЧМ сигналом простору, після прийому сигналу антеною необхідно оптимально обробити сигнал, що приймається. Розглянемо особливості обробки ЛЧМ сигналу для виявлення.

У кожному варіанті оптимальної обробки при виявленні когерентних радіосигналів зустрічається обчислення кореляційних інтегралів або їх модульних значень.

Можливий комбінований спосіб обчислення, при якому використовується як безпосереднє перемноження напруги, так і фільтрація отриманого при цьому коливання. Приймач, побудований за таким принципом, часто називають кореляційно-фільтровим.

Різні види кореляційно-фільтрової обробки мають різну міру складності. Розглянемо найпростіший випадок виявлення когерентної пачки

радіоімпульсів, але без використання затримки лінії з відводами, розрахованої на велику затримку.

Очікувану пачку радіоімпульсів  $x(t, a)$  представимо як добуток двох коливань: коливання  $x_1(t, a)$  у вигляді необмеженої періодичної послідовності відеоімпульсів і високочастотного коливання  $x_2(t, a)$  частоти  $f_0$ , модульованої пачки огинаючої. При перемноженні функцій  $x_1(t, a)$  і  $x_2(t, a)$  дійсно виходить очікуване коливання  $x(t, a)$ . Далі вважаємо  $x_2(t, a) = x_2(t - a)$ .

Тоді операцію обчислення кореляційного інтеграла можна звести до наступної. Коливання, що приймається стробується за допомогою періодичної послідовності відеоімпульсів, часове положення яких відповідає прийманій пачці. У цьому виходить коливання  $y_1(t) = y(t)x_1(t, a)$ .

Стробування практично здійсненне лише для фіксованих значень часу запізнення, що обмежує можливості кореляційно-фільтрової схеми порівняно з фільтровою.



Рис. 1.5. Схеми кореляційно-фільтрової обробки: (а) - найпростіша схема без преселектора, (б) - узагальнена схема супергетеродинного прийому

Наступні операції множення  $y(t)$  на  $x_2(t, a) = x_2(t - a)$  та інтегрування здійснюються фільтром з імпульсною характеристикою  $v(t) = x_2(t_0 - t)$  (рис.1.5, а). Простим наближенням до такого фільтра є вузькосмуговий контур, смуга

якого обернено пропорційна тривалості пачки. Імпульси сигналу, розтягуючись у контурі, накладаються і когерентно підсумовуються, а попереднє стробування допомагає уникнути зайвого накопичення шумів у моменти відсутності сигналу.

Інтегрування може проводитися не тільки на високій, а й на проміжній частоті. На рис. 1.5, б показана узагальнена схема супергетеродинного прийому, придатна, зокрема, і для когерентного інтегрування пачки на проміжній частоті.

На цій схемі прийняті коливання надходять до преселектора з імпульсною характеристикою  $v_0(t)$ , а звідти — на помножувач, що виконує функції змішувача, на який подаються гетеродинні коливання. Вихід помножувача підключений до оптимального фільтра (підсилювача проміжної частоти) з імпульсною характеристикою

$$v(t) = x_2(t_Q - t). \quad (1.3)$$

Сукупність виконуваних операцій на преселекторі, змішувачі та ППЧ еквівалентна обчисленню кореляційного інтегралу

$$z(a) = \int y(s)x(s,a)ds \quad (1.4)$$

в якому  $x(s,a)$  відіграє роль очікуваного сигналу, що оптимально обробляється схемою рис. 1.5. Замінюючи  $s$  на  $t$ , маємо

$$x(t,a) = \int v(\vartheta - t)x(\vartheta,a)x(\vartheta,a)d \quad (1.5)$$

тобто частота, амплітудний множник та закон зміни початкової фази сигналу, для якого узагальнена супергетеродинна схема є оптимальною, визначаються співвідношеннями:

$$\begin{aligned}
 f_2 &= f_0 - f_1 \\
 X(t, a) &= X_1(t, a)X_2(t, a), \\
 \varphi(t, a) &= \varphi_1(t, a) + \varphi_2(t, a)
 \end{aligned}
 \tag{1.6}$$

Звідси, задаючись, наприклад, параметрами сигналу та законом модуляції гетеродина, можна знайти параметри колювання, з яким має бути узгоджений оптимальний фільтр проміжної частоти.

Зазначимо дві обставини.

1) Якщо  $X_1(t, a) = \text{const}$ , то  $X_2(t, a) = X(t, a)$ ,  $\varphi_2(t, a) = \varphi(t, a) - \varphi_1(t, a)$ , тобто незалежно від вибору закону фазової модуляції гетеродина фільтр проміжної частоти достатньо узгоджувати з перетвореним колюванням проміжної частоти.

2) Якщо очікувані значення  $i$  сигналу  $X(t, a)$ , і гетеродинної напруги  $X_1(t, a)$  на деякому інтервалі значень  $t$  дорівнюють нулю, то вираз для  $X_2(t)$  набуває вигляду невизначеності, це означає довільність вибору  $X_2(t)$ , отже, і імпульсної характеристики, коли оптимальність обробки не порушується. Зокрема, час пам'яті інтегруючого контуру при стробуванні когерентної пачки в межах її тривалості може бути помітно більшим за цю тривалість.

При зондуванні простору ЛЧМ-радіоімпульсами висуваються вимоги до стабільності закону модуляції за оптимальної фільтрації.

Неминучі відхилення від заданого закону частотної модуляції позначаються внаслідок фільтрації. Зупинимося на вимогах до стабільності закону частотної модуляції, які мають бути пред'явлені при конструюванні пристрою та оптимального фільтра.

Якщо частота  $f_0$  несучої більш ніж в 1,5—2 рази перевищує ширину спектра модулюючих частот, комплексна амплітуда напруги на виході оптимального фільтра  $W(t)$  пов'язана з комплексною амплітудою очікуваного сигналу  $U(t)$  і імпульсною характеристикою фільтра  $V(t)$  виразом

$$W(t) = 0.5 \int_{-\infty}^{\infty} U(s)V(t-s)ds
 \tag{1.7}$$

Нехай очікуваним вхідним сигналом є прямокутний радіоімпульс, частотно-модульований за лінійним законом.

То оптимальним для очікуваного сигналу є фільтр, що має імпульсну характеристику з комплексною амплітудою

$$V(t) = U^*(t_0 - t)e^{-j2\pi ft}. \quad (1.8)$$

де  $t_0$  - константа. В силу ряду причин, і в першу чергу нестабільності передавача, сигнал, що приймається, може відрізнятись від очікуваного. Зокрема, можливі:

- постійна розладка за частотою  $f$ ;
- відхилення частотної девіації ( $\Delta f$ ) від свого номіналу.

Для характеристики зазначених нестабільностей введемо безрозмірні параметри:

- відносна розладка за частотою - відношення постійної розладки до частотної девіації:

$$v = f/\Delta f \quad (1.9)$$

- збільшення параметра частотної модуляції

$$\delta n = \delta(\tau_i \Delta f) \quad (1.10)$$

(Тривалість імпульсу  $\tau_i$  покладається тут рівною своєму номіналу).

Комплексна амплітуда напруги на виході фільтра з комплексною амплітудою імпульсної характеристики  $V(t)$  має вигляд:

$$|W(t_0 - x\tau_n)| = 0.5 \cdot U^2 \cdot \tau_n \cdot |F(x)| \quad (1.11)$$

З урахуванням меж інтегрування для випадку  $n=0$  прийдемо до виразу в якому

$$|F(x)| = \left| \frac{\sin[n \cdot \pi(v+x) \cdot (1-|x|)]}{n \cdot \pi(v+x)} \right| \quad (1.12)$$

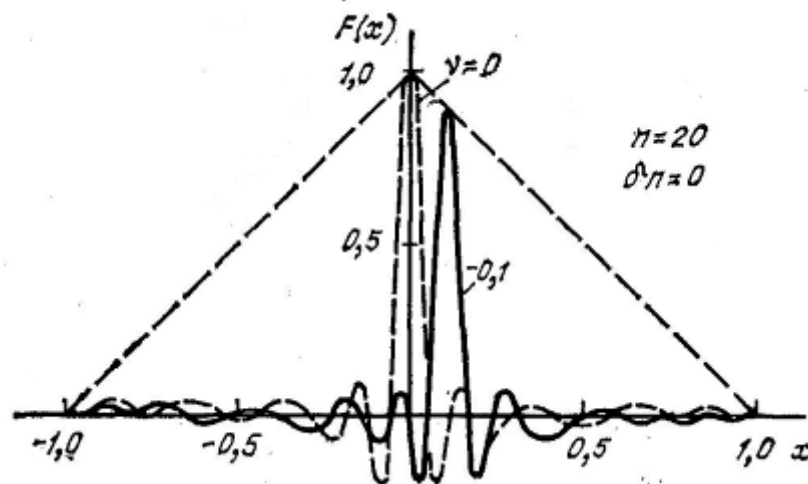


Рис. 1.6. Відгук фільтра на ЛЧМ радіоімпульс при неузгодженні за несучою частотою

Розглянемо докладніше випадок, коли нестабільність зводиться лише до постійної розладки частоти з відносним значенням  $\nu$ . На рис. 1.6 показаний графік функції при  $\nu = 0,1$ ,  $n = 20$  (суцільна лінія). На тому ж рисунку для порівняння нанесено графік функції для  $\nu = 0$ ,  $n = 20$  (пунктир). Наявність постійного розладу за частотою  $\nu = f/\Delta f$  призводить до асиметрії вихідного імпульсу і зменшення його амплітуди. Координата основного максимуму функції  $F(x)$  при  $n > 1$  визначається виразом  $x_0 = -\nu$ ; у разі  $F(x_0) = 1 - |\nu|$ .

Порівняємо допустиму розладку за наявності частотної модуляції з розладкою без частотної модуляції. В останньому випадку безрозмірний параметр розладки непридатний, тому введемо новий параметр

$$\alpha = (\tau_i/2) |\delta f| \quad (1.13)$$

Тут функція  $|F(x)|$  прийме вигляд

$$|F(x)| = \left| \frac{\sin[2\pi\alpha \cdot (1-|x|)]}{2\pi\alpha} \right| \quad (1.14)$$

Зменшення максимуму функції  $F(x)$  під час розладки буде не більше 10%, якщо  $\alpha < 0,12$ .

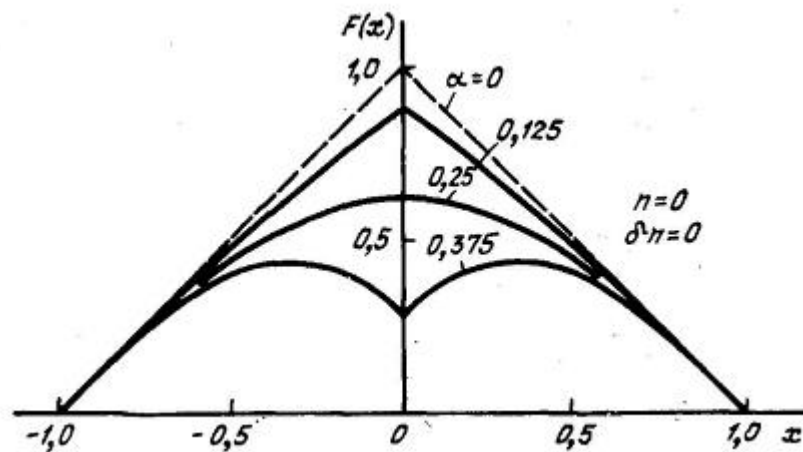


Рис. 1.7 Відгук фільтра на радіоімпульс без частотної модуляції при неузгодженні по несучій частоті

Порівнюючи криві рис. 1.6 та рис. 1.7, можна бачити, що при розладках зменшується амплітуда піку як за наявності, так і за відсутності частотної девіації. Десятипроцентна розладка від девіації в першому випадку призводить до такого ж ефекту, як дванадцятипроцентна розладка від ширини  $2/\tau$  спектру по нулях у другому.

Розглянемо вплив збільшення параметра частотної модуляції  $\delta n$ , вважаючи, що відносна розладка за частотою  $\nu = 0$ . На рис. 1.8 представлені графіки функції  $|F(x)|$  для значень  $n=2$  і  $5$  при  $n = 20$ , обчислені згідно (1.14). Для порівняння на тому ж рисунку нанесено графік функції  $F(x)$  при  $\delta n = 0$ . З

графіка впливає, що зі збільшенням  $|\delta n|$  вихідний імпульс дещо розширюється, амплітуда падає.

Огинаюча імпульсу залишається симетричною й у прийнятих значень  $|\delta n|$  має максимум за  $x = 0$ .

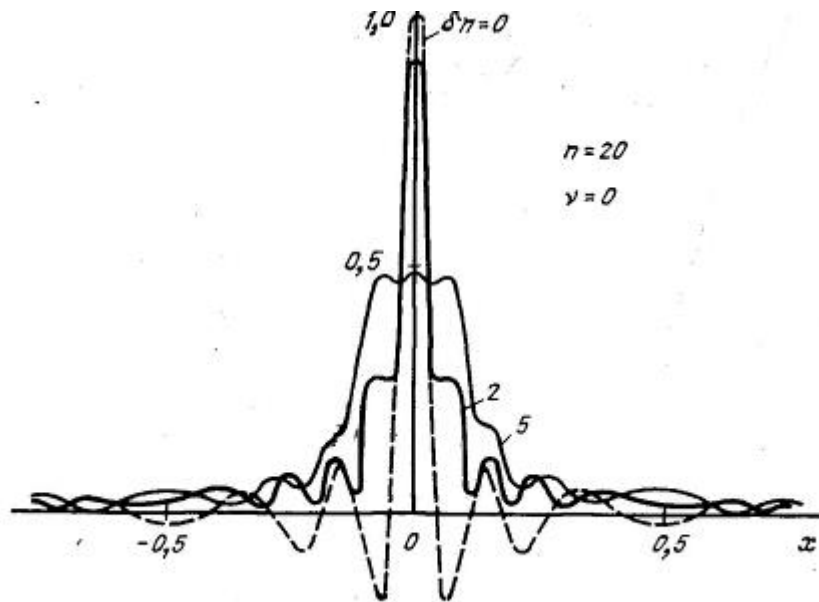


Рис. 1.8. Відгук фільтра на ЛЧМ радіоімпульс при неузгодженні щодо похідної частоти коливання

На роботі радіолокаційної апаратури часто позначаються різноманітні нестабільності.

Джерелами нестабільностей можуть бути: генератор зондувального сигналу; елементи системи опрацювання; відбиваюча перешкода, властивості якої змінюються у часі. Обмежимося аналізом впливу нестабільностей при когерентній обробці, коли суттєво дотримання закону зміни в часі як амплітуди, так і фази сигналу, що приймається. Цей вплив може бути враховано шляхом введення комплексного множника  $b(t)$  у вираз для модульного значення кореляційного інтеграла. На відміну від накладених (адитивних) перешкод множник описує модульну (мультиплікативну) перешкоду.



За своїм характером множники  $b(t)$  можна умовно поділити на невинпадкові та винпадкові.

Прикладом невинпадкового є множник  $V(t) = e^{-ti2\pi(\delta f)}$  розладки прийнятого та очікуваного сигналів по частоті на деяку величину  $f$ . Для прямокутного лінійно частотно-модульованого радіоімпульсу з девіацією  $f$  розладка за частотою на величину  $f = 0,05 f$  веде, наприклад, до зниження пікової амплітуди сигналу на 5%, програші в енергії на 10%, до збільшення рівня бічних пелюсток на 2.

Іншим прикладом невинпадкового модулюючого множника є множник  $V(t) = e^{-jbt^2}$ . У разі лінійно частотно-модульованих радіоімпульсів він враховує відмінність крутості закону частотної модуляції очікуваного та прийнятого сигналів. Зміна частотної девіації за час тривалості прямокутного радіоімпульсу на величину  $1/t_i$  веде, наприклад, до зниження амплітуди піку на 10%, програшу в енергії на 20%, до збільшення рівня бічних пелюсток на 10%.

Якщо навіть невинпадковий множник врахований при обробці, істотний вплив може надавати винпадковий модулюючий множник, зумовлений, наприклад, зміною ракурсу цілі в часі. Такий множник можна розглядати як запис комплексного стаціонарного винпадкового процесу з центрованою статистикою гауса і автокореляційною функцією  $R(\tau)$ , що зазнає зміна на інтервалі тривалості когерентно оброблюваного сигналу. Винпадкові флуктуації, порушуючи оптимальність обробки коливань, що приймаються в одиночному кореляторі (при фіксованій їх середній потужності), призведуть до зменшення величини  $Z$ . Останнє рівносильне прийому сигналу з неспотвореною структурою, але зменшеною енергією  $\eta E$ . Тут  $\eta$  - коефіцієнт використання енергії при флуктуаційних спотвореннях.

Реальні умови поширення радіохвиль в атмосфері (тропосфері та іоносфері) відрізняються від умов поширення у вільному просторі. Це позначається на дальності дії радіолокатора та точності вимірювання координат. Вплив атмосфери на дальність радіолокації пов'язаний із:

- викривленнями траєкторії поширення,
- загасанням радіохвиль,
- зміною характеру поляризації коливань в іоносфері,
- тепловим випромінюванням атмосфери, що впливає на відносну температуру шуму антени приймача при використанні квантових і параметричних підсилювачів.

Поряд з випромінюванням атмосфери іноді доводиться враховувати вплив космічних випромінювань, наприклад у разі радіолокації об'єктів, що високо літають.

Перейдемо до докладнішого розгляду перелічених вище чинників.

Викривлення траєкторії (явлення рефракції) викликається зміною коефіцієнта заломлення тропосфери та іоносфери головним чином висотою. У тропосфері, особливо в її нижніх шарах, зміна коефіцієнта заломлення по висоті зумовлена відповідною зміною тиску  $P$ , температури  $T$  і абсолютної вологості повітря.

В силу кривизни земної поверхні рефракція впливає на дальність дії радіолокатора по цілях, що низько летять, і видимість місцевих предметів. Дальність дії по цілях, що низько летять, зменшується при негативній рефракції і збільшується при позитивній.

Кривизна променя виявляється більшою за кривизну землі. Тому радіопромінь, зазнаючи повного внутрішнього відбивання, повертається на землю, відбившись від її поверхні, знову зазнає повного внутрішнього відбивання. У результаті виникає «атмосферний хвилевід». Явище надрефракції найчастіше спостерігається влітку над морем, особливо в ранкові години, коли нижні шари повітря охолоджені і насичені вологою більше, ніж верхні.

Загасання радіохвиль у тропосфері виникає за рахунок поглинання та розсіювання енергії радіохвиль: по-перше, дипольними молекулами кисню та парами води та по-друге, частинками конденсованої вологи та пилу. Обидва види згасання ведуть до зменшення дальності.

Згасання в іоносфері викликається наступним механізмом. Вільні електрони під впливом радіохвиль, що поширюються, набувають коливального руху. Основна частка енергії коливань перевипромінюється, але частина її в результаті зіткнень перетворюється на кінетичну енергію хаотичного руху атомів та іонів. Звідси загасання є значним, якщо є одночасно велика концентрація вільних електронів, і концентрація нейтральних атомів чи іонів. Якщо виключити випадок зворотно-похилої локації, то в радіолокаційному діапазоні частот згасання в іоносфері зазвичай нехтовно мале. Загасання, однак, може виявитися вельми значним аж до повного зникнення сигналу в областях, що іонізовані ядерними вибухами. Згасання після вибуху послаблюється згодом через рекомбінацію та прилипання електронів до нейтральних частинок. Чисельно воно тим менше, чим коротшою є довжина хвилі.

У процесі поширення може змінюватися фазова структура сигналу та його огинаюча. Якщо вихідний ефект схеми оптимальної обробки без впливу середовища можна було охарактеризувати двовимірною автокореляційною функцією, то з урахуванням впливу середовища можуть знадобитися взаємні кореляційні функції складнішого виду, наприклад

$$\begin{aligned} \psi(\tau, F, \beta_{cp1}, \beta_{cp2}, \dots) = \\ = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(s, \beta_{cp1}, \beta_{cp2}, \dots) \dot{U}^*(s + \tau) e^{-j2\pi F s} ds \right|, \end{aligned} \quad (1.15)$$

де  $\beta_{cp1}, \beta_{cp2}, \dots$  деякі узагальнені параметри середовища. Якщо неможливо виміряти і врахувати ці параметри, вплив яких є досить великий, то величина піку сигналу помітно зменшується. Як приклад на рис. 1.9 показано спотворення діаграми невизначеності дзвонового радіоімпульсу з постійною миттєвою частотою та смугою частот  $\Pi$ , спричинене впливом іонізованого середовища. Причиною спотворення є зміна форми сигналу за

рахунок дисперсії в середовищі, що не враховується при обробці приймального пристрою. На рис. 1.9 в якості узагальненого вибрано параметр середовища  $\Pi_{\text{ср}}$ .

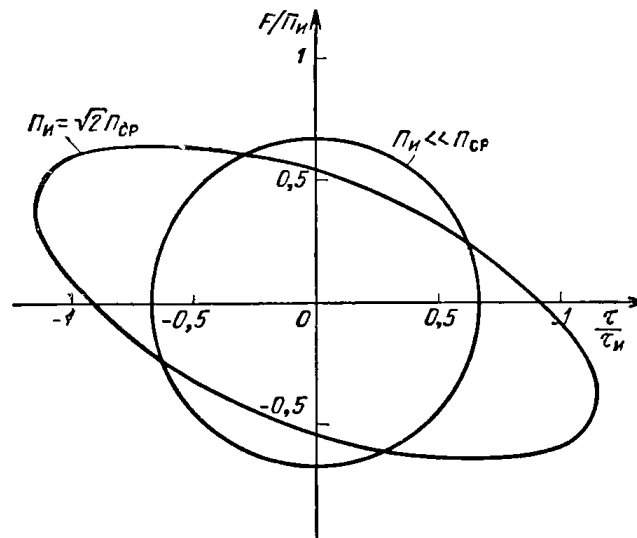


Рис. 1.9. Спотворення діаграми невизначеності ЛЧМ радіоімпульсу з постійною миттєвою частотою, спричинене впливом іонізованого середовища

Дисперсійні спотворення призводять до погіршення роздільної здатності, точності визначення координат і зменшення відношення сигнал/перешкода. Розглянемо ці спотворення докладніше.

З можливих видів спотворень (амплітудно-частотних та фазо-частотних) найбільш істотне значення для УКХ мають фазо-частотні, що викликаються нелінійністю фазо-частотної характеристики середовища.

Нелінійність фазо-частотної характеристики призводить до мінливості часу групового запізнення окремих груп частот. Оскільки для тропосфери фазо-частотна характеристика зазвичай лінійна (на хвилях довше одиниць сантиметрів), цікавить лише аналіз спотворень іоносфери. Для діапазону УКХ ці спотворення визначаються виразом

$$t_{гр} = \frac{2r}{c} \cdot \frac{80.8N_{инт}}{cf^2} \quad (1.16)$$

де  $N_{инт} = \int_0^{f_{ц}} N_э dr$  - інтегральна електронна концентрація, у свою чергу  $N_э$  - Концентрація електронів в окремих точках траси.

На рис. 1.10 показано залежність групового запізнення в іоносфері від частоти  $f$ . Саме цією залежністю викликано скіс діаграми невизначеності, зображеної на рис. 1.9. Фізично це означає, що імпульс на виході схеми обробки стає частотно-модульованим.

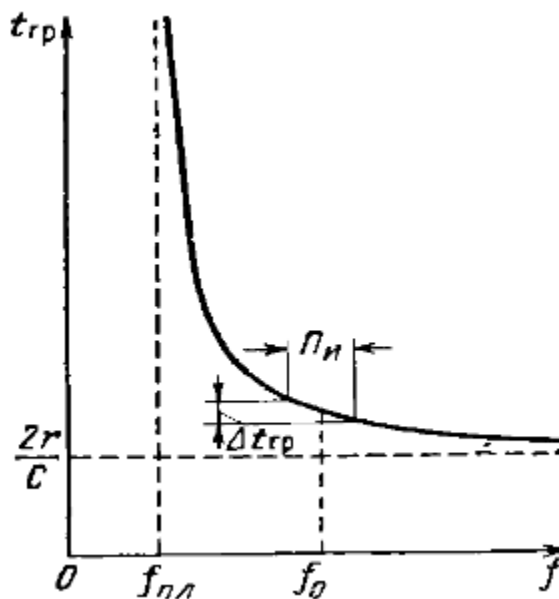


Рис. 1.10. Залежність групового запізнення від частоти  $f$  в іонізованому середовищі

Перераховані спотворення негативно впливають на ЛЧМ сигнал, зменшуючи амплітуду сигналу та змінюючи його фазу. Надалі необхідно змодельовати дані впливу та оцінити, як вони позначаються на ЛЧМ сигналі.

### 1.3 Способи подання ЛЧМ сигналу

Всі без винятку широкосмугові сигнали забезпечують високу завадозахищеність системи передачі інформації, і чим ширший спектр частот займаний радіосигналом, тим вище стійкість радіосистеми передачі.

Широкосмугові радіосигнали використовуються в діапазоні УКХ, який має велику частотну ємність.

При формуванні широкосмугових радіосигналів основна проблема пов'язана із забезпеченням лінійності модуляційної характеристики, тобто. залежності девіації частоти рівня модулюючого сигналу.

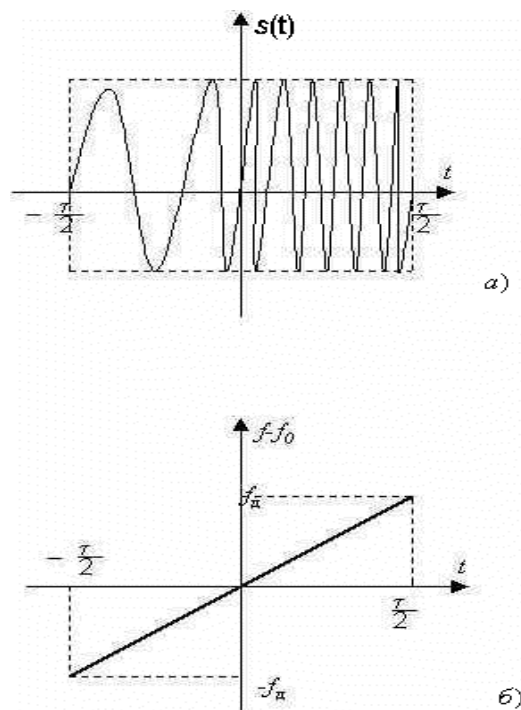


Рис. 1.11. ЛЧМ імпульс (а) та зміна частоти його заповнення (б)

Миттєва частота заповнення радіоімпульсу відповідає виразу:

$$\omega(t) = \omega_0 + \beta t, \quad |t| \leq \frac{\tau}{2} \quad (1.17)$$

де  $t$  - тривалість імпульсу,

$$|\beta| = \frac{2\omega_{\pi}}{\tau} = \frac{2 \cdot 2\pi \cdot f_{\pi}}{\tau} \quad (1.18)$$

Миттєве значення сигналу всередині імпульсу має вигляд:

$$s(t) = A_0 \cos \int \omega(t) dt = A_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\beta t^2}{2} \right) \quad (1.19)$$

Має місце:

$$s(t) = A_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\pi B t^2}{\tau^2} \right) \quad (1.20)$$

Спектральна щільність такого сигналу дорівнює:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega) &= A_0 \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \cos \left( \omega_0 t + \frac{\pi B t^2}{\tau^2} \right) e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{A_0}{2} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} e^{j \left[ \omega_0 t + \frac{\pi B t^2}{\tau^2} - \omega t \right]} dt + \frac{A_0}{2} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} e^{-j \left[ \omega_0 t + \frac{\pi B t^2}{\tau^2} + \omega t \right]} dt \end{aligned} \quad (1.21)$$

Перший доданок отриманого виразу визначає сплеск спектральної щільності поблизу частоти  $\omega = \omega_0$ , а другий – поблизу частоти  $\omega = -\omega_0$ . Оскільки АЧХ – функція парна, розглянемо лише перший доданок (позитивні частоти).

Доповнимо до квадрата різниці показник ступеня:

$$\frac{\pi B t^2}{\tau^2} - (\omega - \omega_0)t = \left[ \frac{\pi B t^2}{\tau^2} - (\omega - \omega_0)t + d^2 \right] - d^2 = \left( \frac{\sqrt{\pi B} t}{\tau} - d \right)^2 - d^2, \quad (1.22)$$

де  $d = \frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2\sqrt{\pi B}}$ .

Аналогічний вираз можна отримати і для другого доданку. Тоді спектральна щільність ЛЧМ імпульсу матиме вигляд:

$$\dot{S}(\omega) = e^{-jd} \frac{\tau}{\sqrt{\pi B}} \int_{u_1}^{u_2} e^{jy^2} dy, \quad (1.23)$$

де  $y = \sqrt{\pi B} \frac{t}{\tau} - d$  - безрозмірна змінна,

$$u_1 = \sqrt{\frac{B}{2} \left[ 1 + \frac{\omega - \omega_0}{\omega_d} \right]}; u_2 = \sqrt{\frac{B}{2} \left[ 1 - \frac{\omega - \omega_0}{\omega_d} \right]} \quad (1.24)$$

Інтеграл у правій частині визначається за допомогою інтегралів Френеля:

$$\int_0^x e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy = C(x) + jD(x) \quad (1.25)$$

$$\text{де } C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi y^2}{2} dy; D(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi y^2}{2} dy.$$

Звідки для області частот  $\omega \geq 0$  має місце:

$$\dot{S}(\omega) = \frac{A_0 \tau 1}{2\sqrt{B}\sqrt{2}} e^{-j\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\beta}} [C(u_1) + C(u_2) + j(D(u_1) + D(u_2))] = S(\omega) e^{j\theta(\omega)} \quad (1.26)$$

де АЧХ:

$$\dot{S}(\omega) = \frac{A_0 \tau 1}{2\sqrt{B}\sqrt{2}} \sqrt{[C(u_1) + C(u_2)]^2 + [D(u_1) + D(u_2)]^2}; \quad (1.27)$$

і ФЧХ:

$$\theta(\omega) = -\frac{B(\omega - \omega_0)^2}{4\omega_d^2} + \text{arctg} \frac{D(u_1) + D(u_2)}{C(u_1) + C(u_2)}. \quad (1.28)$$



На рис. 1.12 показані графіки нормованих АЧХ ЛЧМ імпульсів для  $B=10$ (а) та  $B=100$ (б).

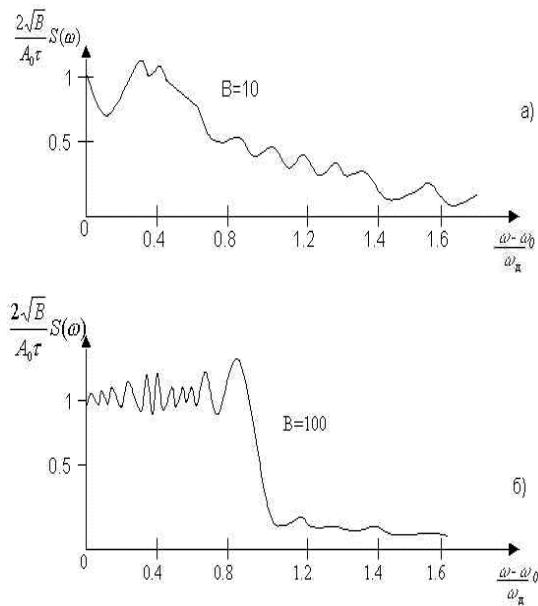


Рис. 1.12. Спектральна щільність ЛЧМ імпульсу за різних баз

При великих базисах ЛЧМ імпульсу форма АЧХ наближається до прямокутної, а ширина спектра ближче до величини  $2\omega_d$ . З виразу для ФЧХ видно, що вона має вигляд квадратичної параболи. В області негативних частот ФЧХ за знаком зворотна знаку ФЧХ при позитивних частотах. На рис.1.13 показана структура спектра ЛЧМ імпульсу по всій осі частот.

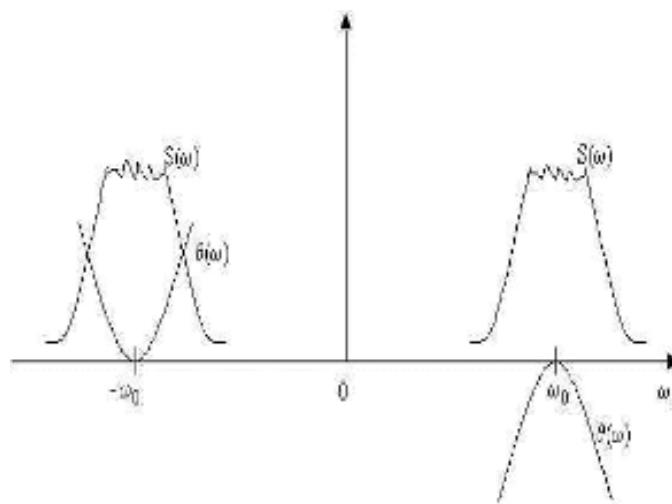


Рис. 1.13. Структура спектра ЛЧМ імпульсу

Кореляційна функція ЛЧМ імпульсу, матиме вигляд

$$R(x) = \frac{1}{2} A_0^2 \tau \frac{\sin\left[\pi B \frac{x}{\tau} \left(1 - \frac{x}{\tau}\right)\right]}{\pi B \frac{x}{\tau}} \cos \omega_0 x, \quad (1.29)$$

що відображено на графіку рис. 1.14.

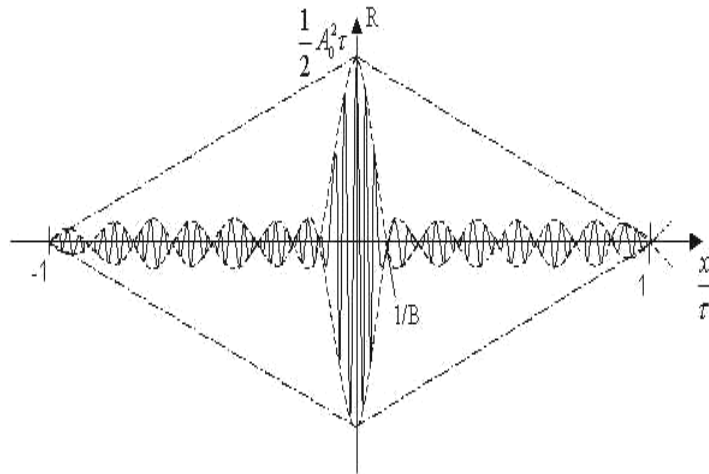


Рис. 1.14. Кореляційна функція ЛЧМ імпульса

Огинаючи автокореляційної функції, і отже, вихідний сигнал на виході оптимального фільтра, утворює дуже гострий пік ( $\beta \gg 1$ ), а частота заповнення постійна і дорівнює центральній частоті  $\omega_0$ . Штрих-пунктирною лінією показана загальна вихідного радіоімпульсу без частотної модуляції. Зрозуміло, що помилки виявлення сигналу з ЛЧМ будуть меншими.

#### 1.4 Моделювання параметрів ЛЧМ сигналів

Для моделювання параметрів ЛЧМ - сигналів використаємо його дискретизацію в часі з метою застосування БЛФ для отримання спектральних характеристик.

Введемо дискретні відліки часу

$$j := 1..10000$$

$$t_j := j \cdot 10^{-8}$$

$$f_j := j \cdot 10^7$$

Задамо параметри моделі - тривалість імпульсу, девіацію частоти всередині імпульсу та несучу частоту.

$$T := 10 \cdot 10^{-6} \quad \Delta f := 10 \cdot 10^6 \quad f_0 := 9 \cdot 10^9$$

Для формування часової форми сигналу можна скористатися умовною функцією виду:

$$y(x) = f \left\{ \begin{array}{l} c1 \leq x \leq c2 \\ d1, \\ d2 \end{array} \right\} \quad (1.30)$$

Де  $c1, c2$  – значення змінної  $x$ , що визначають межу умови,  $d1$  – значення, що приймається функцією і під час умови,  $d2$  – значення, що приймається функцією за умови виконання.

$$a_j := \text{if}(0 \leq t_j \leq T, 1, 0)$$

Ввівши вираз швидкості зміни частоти всередині імпульсу, можемо записати формулу для розрахунку масиву відліків ЛЧМ-радіоімпульсів.

$$s(t) = S \cdot \cos \left( \omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2} \right), |t| \leq \frac{t_d}{2} \quad (1.31)$$

$$\beta = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta f}{T} \quad (1.32)$$

де  $S$  амплітуда радіоімпульсу,  $\omega_0$  - кругова несуча частота,  $\Delta f$  - девіація частоти.

$$\beta := 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta f}{T}$$

$$d_j := a_j \cdot \cos \left[ 2 \cdot \pi \left( f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) \cdot t_j + \beta \cdot \frac{(t_j)^2}{2} \right]$$

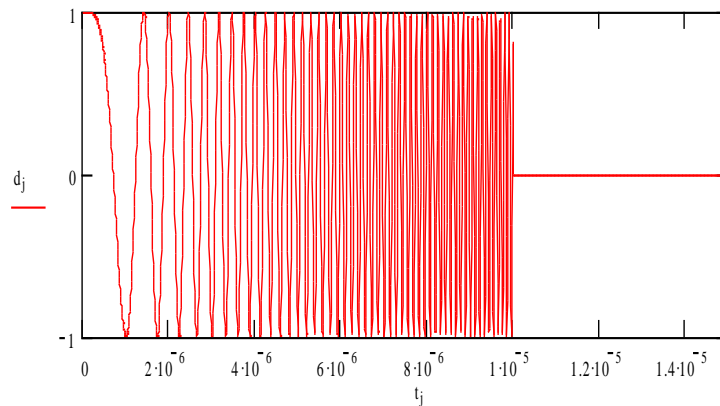


Рис. 1.15. Часове подання ЛЧМ - радіоімпульсу

Для розрахунку енергетичного спектра скористаємося функцією швидкого перетворення Фур'є, передавши їй як вхідний параметр масив відліків сигналу. І зведемо в квадрат модуль, який повертається цією функцією результату.

$$S := \text{cfft}(d) \quad v_j := (|S_j|)^2$$

$$r := \max(v)$$

$$b_j := \frac{v_j}{r}$$

$$\text{Base} := T \cdot \Delta f$$

$$\text{Base} = \blacksquare$$

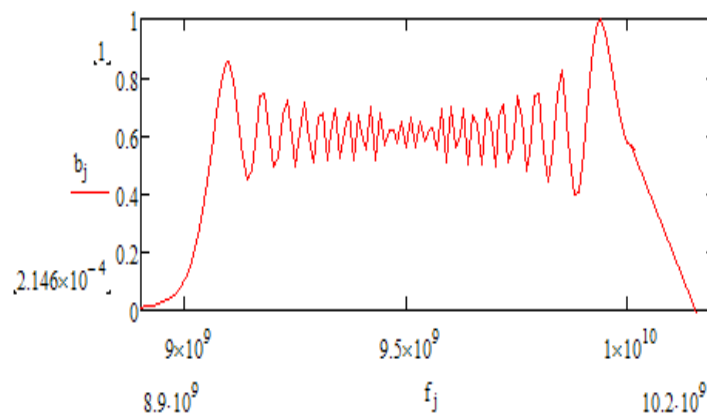


Рис. 1.16 Енергетичний спектр ЛЧМ-радіоімпульсу

Для розрахунку масиву відліків автокореляційної функції ЛЧМ-радіосигналу скористаємося формулою:

$$R(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \text{ICCF}(W(f) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T}) \quad (1.33)$$

Де  $\text{ICCF}()$  – зворотне альтернативне швидке перетворення Фур'є,  $W(f)$ - енергетичний спектр сигналу,  $T$  – тривалість імпульсу.

Виділимо реальну частину отриманого комплексного масиву з допомогою функції  $\text{Re}()$ .

$$Q_j := (|S_j|)^2 \cdot \exp(\sqrt{-1} \cdot T \cdot f_j \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$B := \text{Re}(\text{icfft}(Q))$$

$$H := \max(B)$$

$$\text{KF}_j := \frac{B_j}{H}$$

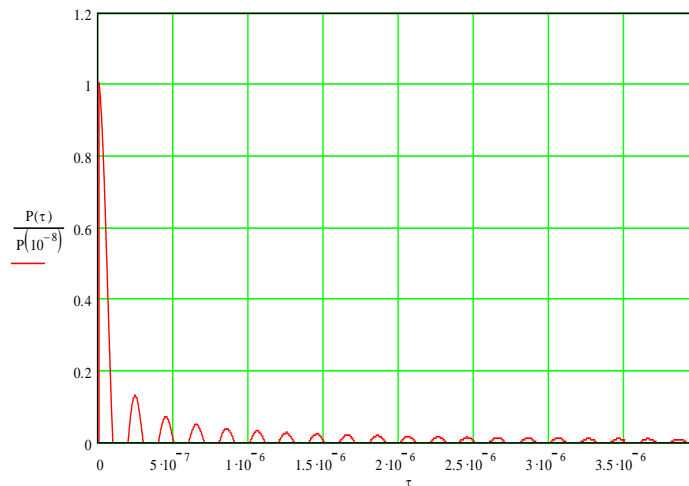


Рис. 1.17. Автокореляційна функція ЛЧМ – радіоімпульсу

З АКФ видно, що головна пелюстка вийшла досить вузькою, а висота двох перших симетричних бічних пелюсток досить велика і становить 0.12 від висоти основної пелюстки. Що відповідає теорії.

### 1.5 Висновки до розділу 1

Показано, що коли широкосмуговий сигнал проходить через тропосферну радіолінію, виникають фазові спотворення сигналу. Спотворення широкосмугового сигналу виникають в результаті впливу сезонних коливань, кута підйому випромінювання і неоднорідності атмосфери.

Також розглянуто вимоги до параметрів сигналів в області радіолокації, як часткового та актуального сьогодні варіанту проходження радіосигналів у відкритому просторі. У цьому випадку, однією з тенденцій розвитку радіолокації є застосування лінійно частотно модульованих сигналів під час зондування простору.

Також проведено моделювання параметрів лінійно частотно модульованих сигналів з метою оцінювання, в наступному, впливу на них факторів відкритого простору.

## РОЗДІЛ 2

### ОСНОВНА ЧАСТИНА

#### 2.1 Імітація параметрів радіолокаційного сигналу

Всі без винятку широкосмугові сигнали забезпечують високу завадостійкість системи передачі інформації, причому чим ширший частотний спектр займає радіосигнал, тим вище завадостійкість системи передачі радіоінформації.

Широкосмугові радіосигнали використовуються в діапазоні УКХ, який має велику частотну пропускну здатність.

При зондуванні простору радіолокаційною станцією отриманий сигнал може відрізнитися від очікуваного. Зокрема, можливе постійне розлаштування частоти  $\delta f$  і відхилення девіації частоти  $\delta$  ( $\Delta f$ ) від її номінального значення. Тому до параметрів широкосмугових сигналів висуваються вимоги щодо стабільності закону частотної модуляції. А саме, розлаштування постійної частоти  $\delta f$  не повинне перевищувати 10%, а відхилення девіації частоти  $\delta$  ( $\Delta f$ ) від її номінального значення не повинно перевищувати двох, оскільки подальше збільшенні девіації частоти призводить до значного зменшення в амплітуді сигналу і розширенні по частоті.

Після проходження сигналу атмосферної РЛС виникають фазові зсуви сигналу через різні неоднорідності, кут зондування та різні сезони поширення сигналу. Ці фазові спотворення необхідно враховувати, оскільки вони можуть призвести до повної втрати сигналу.

Радар часто використовує імпульсні сигнали, частота яких лінійно змінюється в межах імпульсу (імпульсні лінійно частотно модульовані (ЛЧМ) сигнали), і імпульсні або неперервні сигнали, високочастотна фаза



заповнення яких змінюється в дискретний момент часу (сигнали зі зсувом фази). Використання таких сигналів пояснюється рядом переваг.

При звичайному способі роботи імпульсних РЛС підвищення роздільної здатності пов'язане з принциповими труднощами. Для підвищення роздільної здатності по дальності необхідно скоротити тривалість зондуючого радіоімпульсу. Оскільки пікова потужність імпульсу обмежена, це призводить до зменшення енергії імпульсу, а отже, і до зменшення дальності.

Застосування компресії радіоімпульсів дозволяє будувати РЛС з різко підвищеною роздільною здатністю, аж до розділення масиву цілей і поділу кожної цілі на елементи. Важливо, щоб це було зроблено без втрати енергії імпульсу (і без втрати дальності, якщо фіксована допустима ймовірність помилкової тривоги на елемент відстані).

За рахунок збільшення роздільної здатності покращується завадозахищеність від розподілених пасивних перешкод. Внаслідок укорочення імпульсів у кожен окремий момент часу накладається менша їх кількість, що відповідає «скороченому» об'єму імпульсу з радіальним розширенням. Метод стиснення можна комбінувати з методом когерентної компенсації. Суттєво, що при симетричному спектрі імпульс на виході оптимального фільтра не є частотно-модульованим, що полегшує використання звичайних схем компенсації. При високій роздільній здатності, особливо з дискретним шумом, поряд із методом когерентної компенсації може бути корисним метод компенсації без використання когерентної технології.

Висока роздільна здатність виключає втрату відлуння через коливання відбивної поверхні неточної цілі. Якщо, наприклад, три елементи роздільної здатності по дальності підходять уздовж цілі, мало ймовірно, що втрати відлуння відбуваються для всіх цих елементів одночасно.

Значне розширення спектру сигналу в окремих випадках ускладнює створення шумомаскуючих активних перешкод. Чим ширша смуга перешкод,

тим більша середня потужність передавача потрібна для отримання необхідної спектральної щільності його потужності.

Не менш важливо, що за умов оптимального прийому, розширюючи спектр зондуючих радіоімпульсів заданої тривалості, можна забезпечити більшу точність вимірювання відстані.

## 2.2 Аналіз та моделювання параметрів проходження сигналу через атмосферу

Спотворення надширокопasmового сигналу в радіолінії в основному визначається його дисперсією. У системі, що розглядається, поширення сигналу відбувається переважно в тропосфері, тому необхідний аналіз спектральних характеристик тропосферної радіолінії.

Спотворення сигналу в тропосфері визначається частотною залежністю показника заломлення тропосфери, в загальному випадку визначається виразом [1]

$$n = n_0 + n(\omega) + j\chi(\omega), \quad (2.1)$$

де  $n_0$  – частотно-незалежна частина показника заломлення;  $n(\omega)$  – частотно-залежна частина показника заломлення;  $\chi(\omega)$  – частотно-залежний коефіцієнт ослаблення.

Компоненти  $n_0$  і  $n(\omega)$  показник заломлення в основному визначається фазовим спотворенням сигналу і значенням  $\chi(\omega)$  – спотворенням амплітуди сигналу.

## 2.3 Фазові спотворення сигналу в тропосферній радіолінії

Для однорідної безхмарної атмосфери на частотах значно нижче дискретних ліній поглинання водяної пари та кисню прийнята частотно-незалежна модель дійсної частини коефіцієнта поглинання:

$$n = 1 + \frac{77.8}{T} \left( P + \frac{4810e}{T} \right) \cdot 10^{-6}, \quad (2.2)$$

де  $T$  - температура в градусах Кельвіна;  $P$  - атмосферний тиск;  $e$  - парціальний тиск водяної пари в мілібарах.

У тропосфері тиск і вологість у середньому зменшуються з висотою  $h$  за експоненціальним, а температура за лінійним законом, тому середній висотний профіль наведеного коефіцієнта заломлення можна апроксимувати експоненційною залежністю:

$$n = 1 + n_0 \exp(-b_1 h), \quad (2.3)$$

де  $n_0$  - приповерхневе значення наведеного коефіцієнта заломлення.

Величини  $n_0$  і  $b_1$  залежать від сезону. Так у середніх широтах узимку  $n_0$  в середньому рівна  $3.06 \cdot 10^{-4}$ , а влітку ця величина близька до  $3.3 \cdot 10^{-4}$ . Параметр  $b_1$  в середньому рівний  $0.13 \text{ км}^{-1}$ . Її схильний до змін у межах від  $0.12 \text{ км}^{-1}$  до  $0.14 \text{ км}^{-1}$ .

Вплив сезонних варіацій коефіцієнта заломлення на зміну фази вхідного ШСС РЛС при приповерхневому зондуванні можна оцінити за формулою

$$\Delta\theta = \omega \Delta t, \quad (2.4)$$

де  $\Delta t$  - відмінність у часі проходження радіохвиль відстані  $l$  у різних сезонних умовах:  $\Delta t = l/(c_1 - c_2)$ ;  $c_1$  і  $c_2$  - швидкості поширення радіохвиль у літній та зимовий сезон;  $l$  - максимальна дальність дії РЛС.

Максимальна зміна затримки сигналу при зміні сезону проведення вимірювань на нижній частоті діапазону 9 ГГц склала близько 4 нс, що еквівалентно зміні фази на 0.038 радіан або  $2^\circ$ . У смузі частот від 9 ГГц до 10 ГГц відносна зміна фази за рахунок сезонних варіацій коефіцієнта заломлення порівняно з аналогічною величиною на частоті 9 ГГц представлена на рис. 2.1.

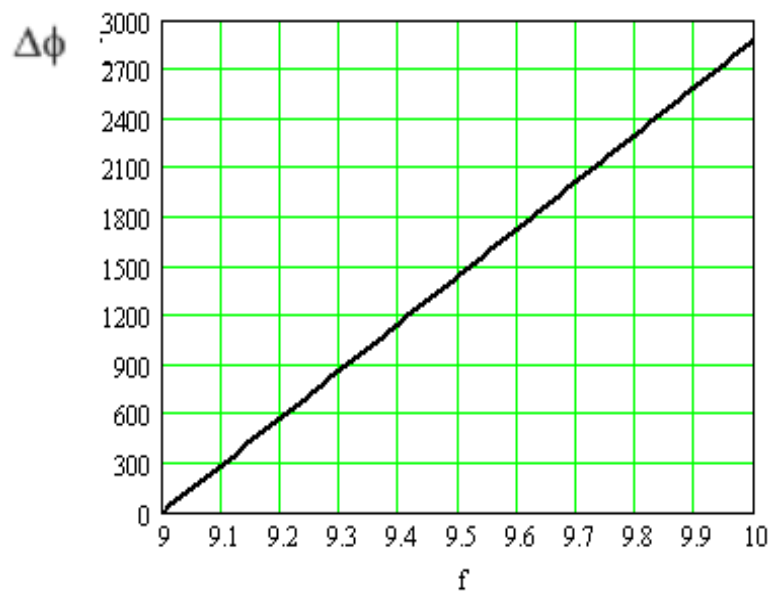


Рис. 2.1 Відносне збільшення фази сигналу  $\Delta\phi$  у смузі частот 9-10 ГГц за рахунок сезонної зміни коефіцієнта заломлення

Аналіз рисунка 2.1 показує досить сильну зміну фази у смузі частот із можливою неоднозначністю її визначення. На рис. 2.2 наведено аналогічну залежність для порівняльного аналізу ефективності застосування сигналу з вузькою смугою частот 10 МГц з погляду атмосферних спотворень.

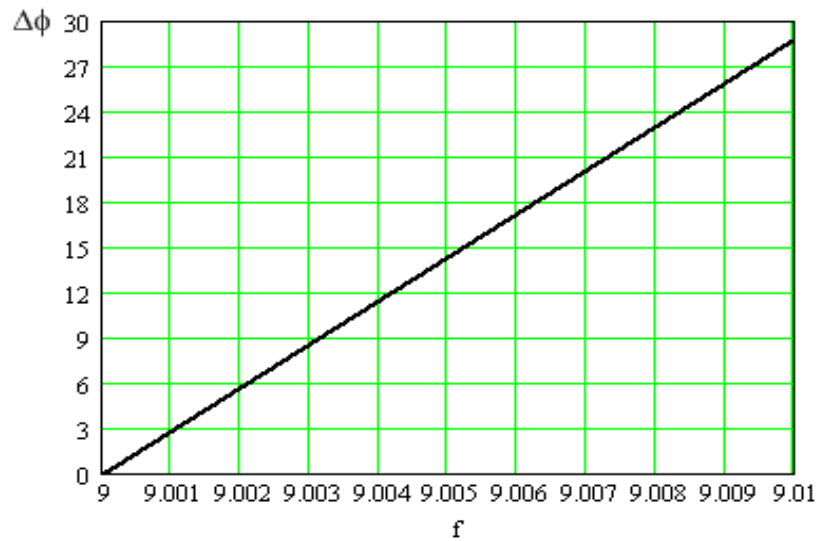


Рис. 2.2 Відносне збільшення фази сигналу  $\Delta\phi$  у смузі частот 9-9.1 ГГц за рахунок сезонної зміни коефіцієнта заломлення

Згідно з рис. 2.2 у смузі сигналу 10 МГц зміна фази не перевищує  $30^\circ$ .

Сканування РЛС простору у вертикальній площині в секторі від  $0^\circ$  до  $90^\circ$  призводитиме до зміни коефіцієнта заломлення у зв'язку з його профільною залежністю від висоти підйому лінії зондування згідно (3). При зміні висоти від 0 до 50 км коефіцієнт заломлення змінюється в діапазоні від 1.0003 до 1 (рис. 2.3)

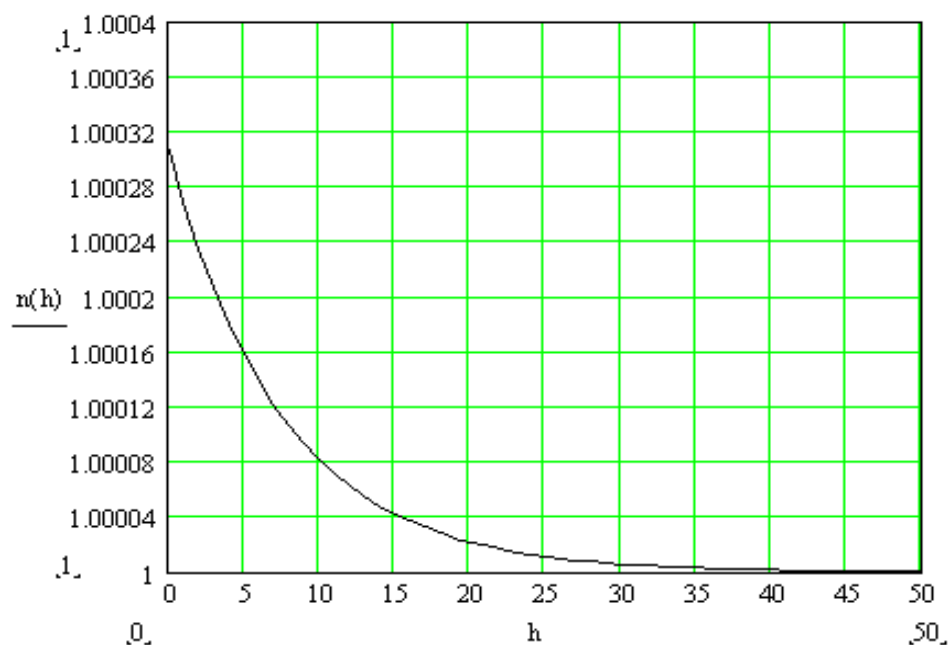


Рис. 2.3 Залежність коефіцієнта заломлення тропосфери від висоти

Зміна коефіцієнта заломлення з висотою підйому лінії зондування еквівалентна лінійній зміні фази сигналу в широких межах – рис. 2.4 та рис.2.5:

$$\phi(\theta) = \omega \int_0^{\theta} \frac{l \cdot n(\theta)}{c} d\theta, \quad (2.5)$$

де  $l$  - довжина радіолінії;  $c$  - коефіцієнт заломлення при куті висоти радіолінії  $\theta$ , визначений за виразом (3).

Залежність відносного збільшення фази спектральних складових у частотному діапазоні ШСС при зміні кута висоти радіолінії від нуля (приповерхнєве зондування) до поточного значення за умови максимальної довжини траси 50км наведено на рис. 2.4 (1 – для частоти 9ГГц; 2 – для частоти 10 ГГц) та рис. 2.5.

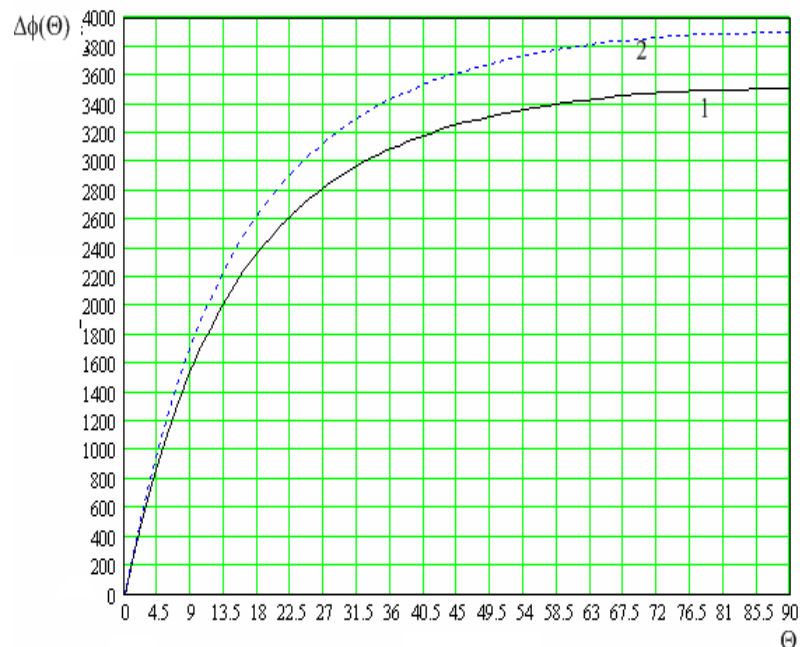


Рис. 2.4 Відносне збільшення фази в діапазоні смуги частот ШСС від 9 ГГц до 10 ГГц при зміні кута висоти радіолінії від 0° до 90°

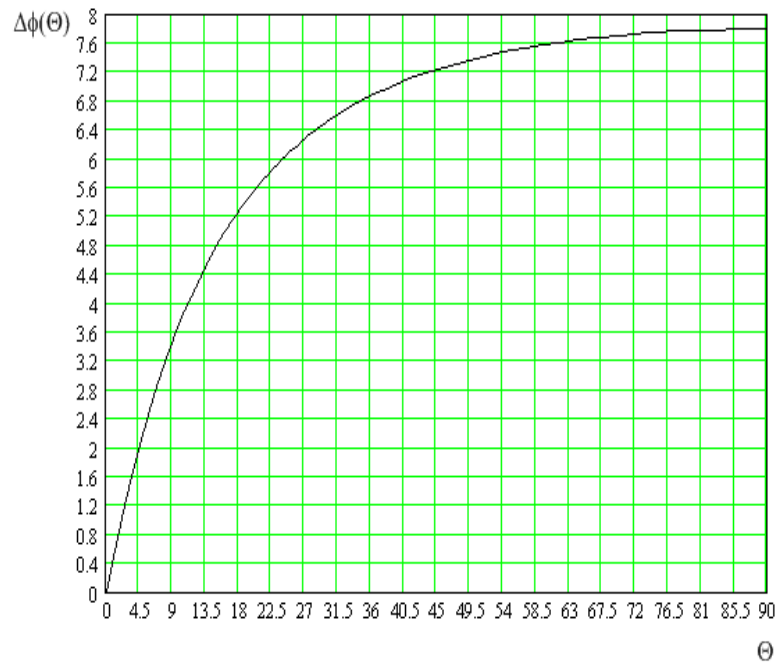


Рис. 2.5 Відносне збільшення фази в діапазоні смуги частот ШСС від 9 ГГц до 9.01 ГГц при зміні кута висоти радіолінії від 0° до 90°

За умови поширення сигналу РЛС у неоднорідній атмосфері спостерігаються нерегулярні варіації його фази та амплітуди. Якщо протяжність траси поширення радіохвиль  $l$ , а атмосфера має зернисту структуру з розміром неоднорідностей  $l_0$ , то загальна кількість неоднорідностей на шляху поширення дорівнює  $l/l_0$ . При цьому результуюча середньоквадратична помилка є пропорційною квадратному кореню з числа неоднорідностей. Середньоквадратичне значення флуктуацій фази сигналу оцінюється виразом:

$$\sigma_\phi = \frac{2\pi\sigma_n}{\lambda} \sqrt{l/l_0}, \quad (2.6)$$

де  $\sigma_n$  - СКВ показника заломлення.

Для чисельної оцінки величин флуктуацій фази сигналу, зумовлених неоднорідністю атмосфери, можна скористатися даними за значеннями  $\sigma_n$  і  $l_0$

Таблиця 2.1

Розмір неоднорідностей та середньоквадратичної помилки

Стан атмосфери	$\sigma_n \cdot 10^6$	$l_0, м$
Щільні купові хмари	30	1200
Розсіяні купові хмари	10	800
Невеликі розсіяні хмари	3	330
Чисте повітря		
- вологе	1	130
- нормальне	0.3	66
- сухе	0.1	33

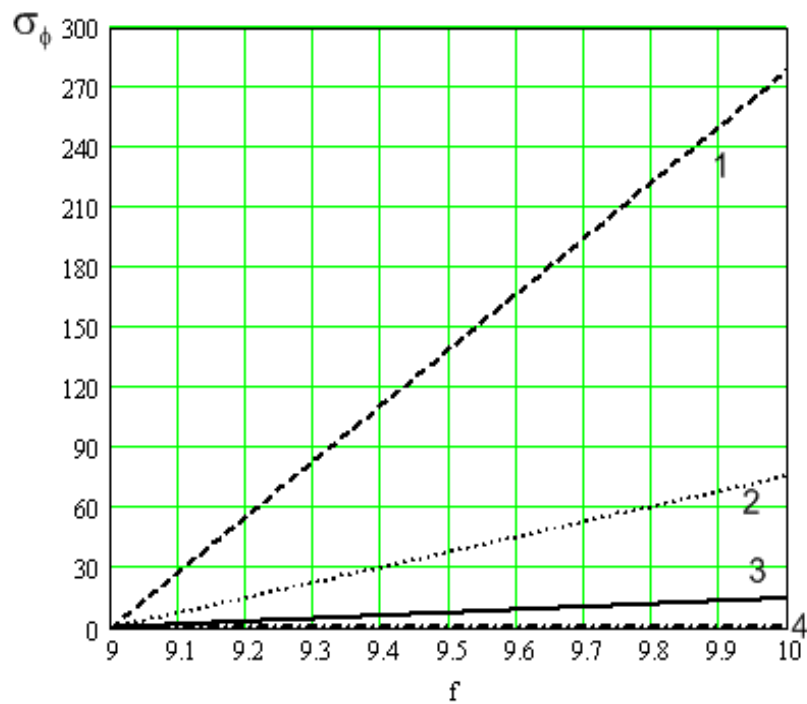


Рис. 2.6 СКВ фази складових спектру в смузі частот ШСС від 9 ГГц до 10 ГГц за максимальної довжини траси 50 км для різних станів атмосфери. 1 - щільні купові хмари; 2 - розсіяні купові хмари; 3 - невеликі розсіяні хмари; 4 - чисте повітря.



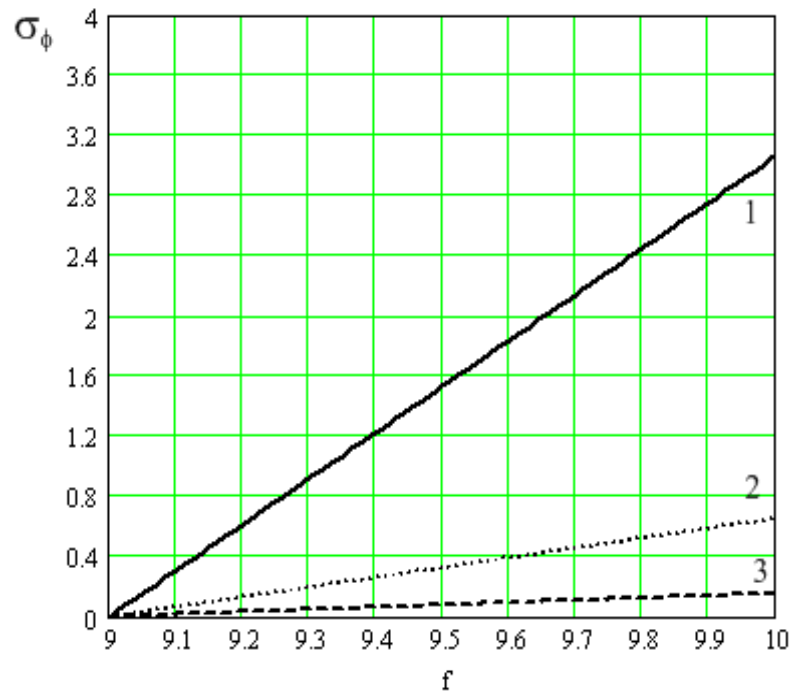


Рис. 2.7 СКВ фази складових спектру в смузі частот ШСС при максимальній довжині траси 50 км для різних станів чистої атмосфери. 1 - вологе повітря; 2 - нормальне повітря; 3 – сухе повітря.

Аналіз залежностей СКВ фази стану атмосфери дозволяє зробити такі висновки:

- для чистої атмосфери СКВ фази смуги частот 9 – 10 ГГц вкладається у  $3^\circ$ ;
- для хмарної атмосфери СКВ фази має сильну частотну залежність – зі збільшенням частоти СКВ фази практично лінійно зростає, але у смузі частот 10 МГц навіть для хмарної атмосфери СКВ фази вкладається у  $3^\circ$ .

#### 2.4 Амплітудні спотворення сигналу в тропосферній радіолінії

Амплітудні спотворення сигналу в тропосферній радіолінії визначаються такими явищами: ослабленням за рахунок молекулярного поглинання газами, ослаблення за рахунок поглинання та розсіювання енергії частинками атмосферних утворень, флуктуаціями амплітуди сигналу за рахунок флуктуацій показника заломлення в через неоднорідну температуру.

Розглянутий діапазон частот від 9 ГГц до 10 ГГц поза частотною областю поглинання газами атмосфери. Нерезонансне поглинання викликається витратою енергії поля, що впливає на подолання сил тертя між молекулами, що виникають при вимушеному коливальному русі молекул під дією поля.

Ослаблення сигналу в кисні та водяних парах оцінюють величиною модуля коефіцієнта ослаблення в газах  $\alpha_r$

$$\alpha_r = \gamma_{H_2O} r_{H_2O} + \gamma_{O_2} r_{O_2}, \quad (2.7)$$

де  $\gamma_{H_2O}$  і  $\gamma_{O_2}$  - погонні ослаблення, дБ/км, поблизу поверхні Землі відповідно для водяної пари та кисню при горизонтальному розповсюдженні хвилі щодо поверхні Землі;  $r_{H_2O}$  та  $r_{O_2}$  - ефективні довжини трас для водяної пари та кисню відповідно.

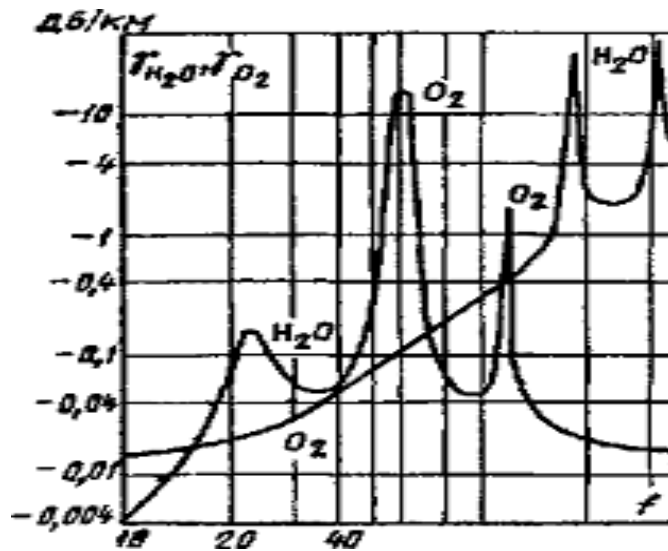


Рис. 2.8. Погонне ослаблення в кисні та водяних парах на різних частотах

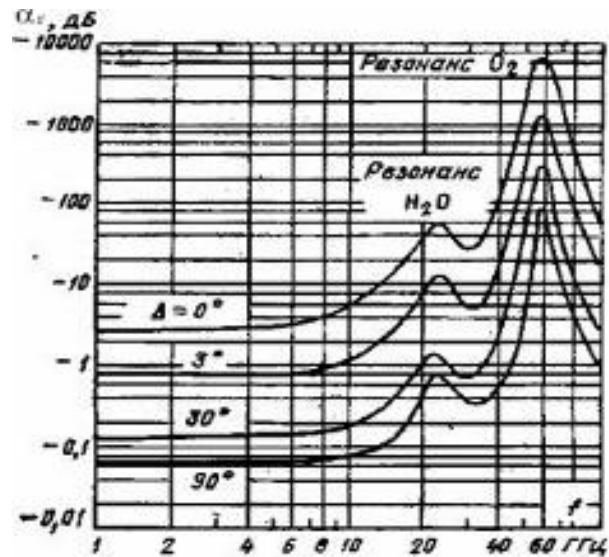


Рис. 2.9. Ослаблення радіохвиль при проходженні всієї тропосфери на різних частотах та при різних кутах підйому траси

Аналіз наведених залежностей коефіцієнтів ослаблення на газах атмосфери показує, що при максимальній довжині траси в 50 км таке послаблення сигналу в смузі частот при зміні кута від  $0$  до  $90^\circ$  варіюється від 0.1 до 3 дБ.

Ослаблення радіохвиль в опадах характеризують коефіцієнтом ослаблення, що оцінюється за формулою

$$\alpha_d = \gamma_d r_{\text{ед}}, \quad (2.8)$$

де  $\gamma_d$  - погонне ослаблення у дощі;  $r_{\text{ед}}$  - ефективна довжина траси, що враховує нерівномірний розподіл інтенсивності дощу уздовж поверхні землі і по вертикалі.

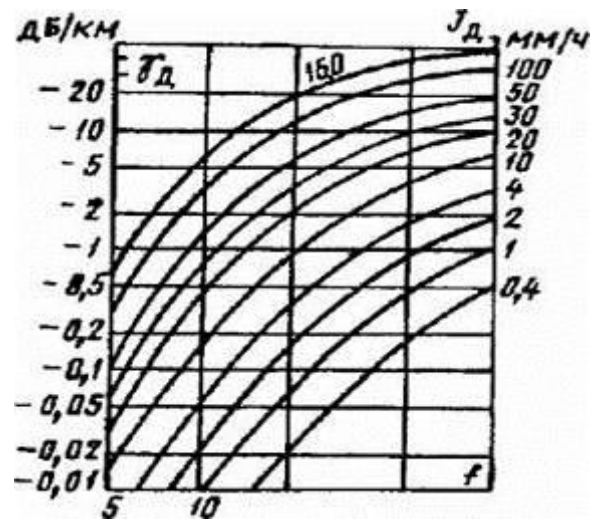


Рис. 2.10. Погонне ослаблення в дощ на різних частотах та за різної інтенсивності  $J_o$  дощу

Коефіцієнт погонного ослаблення у дощ сильно залежить від частоти та інтенсивності дощу. Так, на частоті сигналу 10 ГГц коефіцієнт ослаблення при зміні інтенсивності дощу від 1мм/год до 100 мм/год змінюється від 0.01 дБ/км до 3 дБ/км.

Аналогічна сильна залежність від частоти та рівня опадів спостерігається і за інших видів опадів (сніг, град), а також у хмарах залежно від їхньої водності, температури та фазового складу.

## 2.5 Способи коригування спотворень сигналу в радіолінії, обумовлених впливом атмосфери

За умови, що когерентне проходження сигналу може бути визначене граничним зсувом нелінійної складової фази рівним радіану, проведений аналіз впливу атмосфери на фазові характеристики сигналу РЛС дозволяє зробити висновок про можливість прийняття смуги в 1 ГГц як смуги когерентного проходження тільки в дуже обмежених умовах: відсутності сезону змін при вимірюваннях у чистій атмосфері при зміні кута висоти не більше, ніж на  $1^\circ$  за період сканування. Використання сигналу зі смугою 10

МГц дає можливість досягнення когерентності проходження практично за будь-яких змінних зовнішніх умов.

При зміні частоти зондуючого імпульсу, що визначається алгоритмом стрибання по частоті в діапазоні 1 ГГц, можливе врахування додаткової зміни фази шляхом формування алгоритму, що визначає його величину зі зміною частоти. Наведені модельні залежності дозволяють провести частотну факторизацію вхідних просторово-часових сигналів РЛС, наприклад, шляхом введення коригуючого коефіцієнта фази, що містить три складові:

$$\varphi = \phi(f, \theta) \cdot k(f, p, T, e) \pm \sigma_{\phi}(f, \text{метеоумови}), \quad (2.9)$$

де  $\phi(f, \theta)$  - зсув фази, обумовлений зміною коефіцієнта заломлення зі зміною кута висоти траси;  $k(f, p, T, e)$  - коригуючий множник, що задає вплив на фазу сезонних змін властивостей атмосфери;  $\sigma_{\phi}(f, \text{метеоумови})$  - складова, що задає можливий інтервал зміни фази за рахунок флуктуацій коефіцієнта заломлення.

## 2.6 Висновки до розділу 2

В розділі проведено імітацію параметрів радіолокаційного сигналу. Встановлено, що всі без винятку широкосмугові сигнали забезпечують високу завадостійкість системи передачі інформації, причому чим ширший частотний спектр займає радіосигнал, тим вище завадостійкість системи передачі радіоінформації. При зондуванні простору радіолокаційною станцією отриманий сигнал може відрізнитися від очікуваного.

Встановлено, що після проходження сигналу атмосферної радіолокаційної системи виникають фазові зсуви сигналу через різні неоднорідності, кут зондування та різні сезони поширення сигналу. Ці фазові

спотворення необхідно враховувати, оскільки вони можуть призвести до повної втрати сигналу.

Також виконано аналіз та моделювання параметрів проходження сигналу через атмосферу, оцінено фазові спотворення сигналу в тропосферній радіолінії, амплітудні спотворення сигналу в тропосферній радіолінії, а також способи коригування спотворень сигналу в радіолінії, обумовлених впливом атмосфери.

## РОЗДІЛ 3

### НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

#### 3.1 Моделювання параметрів сигналу РЛС після проходження атмосфери

При зондуванні простору сигналами РЛС можлива відмінність сигналу, що приймається від очікуваного. Це можливо через неоднорідність середовища, кута зондування та флуктуаційних помилок. Дана відмінність сигналу, що приймається від очікуваного виникає за рахунок фазового зсуву зондуючого сигналу, що веде до різних траєкторій проходження середовища, а значить і до різного часу запізнювання. Фазові зсуви сигналу приводять до зміщення його АКФ на час запізнення, що веде до зменшення рівня АКФ.

В іоносфері показник заломлення є частото залежним а також залежним від концентрації електронів. Оскільки в диспергуючому середовищі швидкість поширення гармонійних складових складного сигналу різна, їх фазові співвідношення у процесі поширення змінюються. При проходженні через іоносферу високочастотне заповнення сигналу як би зміщується в межах своєї огибаючої, яка поширюється повільніше, ніж у вакуумі. Фазові зрушення на елементарних відрізках накопичуються вздовж шляху розповсюдження та призводять до фазового набігу.

#### 3.2 Оцінка впливу сезонних змін

У тропосфері тиск і вологість у середньому зменшуються з висотою  $h$  за експоненціальним, а температура за лінійним законом, тому середній висотний профіль наведеного коефіцієнта заломлення можна апроксимувати експоненційною залежністю [2]

$$n = 1 + n_0 \exp(-b_1 h), \quad (3.1)$$

де  $n_0$  - приповерхневе значення наведеного коефіцієнта заломлення.

Величини  $n_0$  і  $b_1$  залежить від сезону. Так у середніх широтах узимку  $n_0$  в середньому рівне  $3.06 \cdot 10^{-4}$ , а влітку ця величина близька до  $3.3 \cdot 10^{-4}$ . Параметр  $b_1$  в середньому дорівнює  $0.13 \text{ км}^{-1}$  в схильний до змін у межах від  $0.12 \text{ км}^{-1}$  до  $0.14 \text{ км}^{-1}$ .

Вплив сезонних варіацій коефіцієнта заломлення на зміну фази вхідного ШСС РЛС при приповерхневому зондуванні можна оцінити за формулою

$$\Delta\theta = \omega \Delta t, \quad (3.2)$$

де  $\Delta t$  - відмінність у часі проходження радіохвиль відстані  $l$  у різних сезонних умовах:  $\Delta t = l/(c_1 - c_2)$ ;  $c_1$  і  $c_2$  - швидкості поширення радіохвиль у літній та зимовий сезон;  $l$  - максимальна дальність дії РЛС.

Зміну фази вхідного сигналу внаслідок впливу сезонних варіацій можна розглянути на рис. 3.1, б.

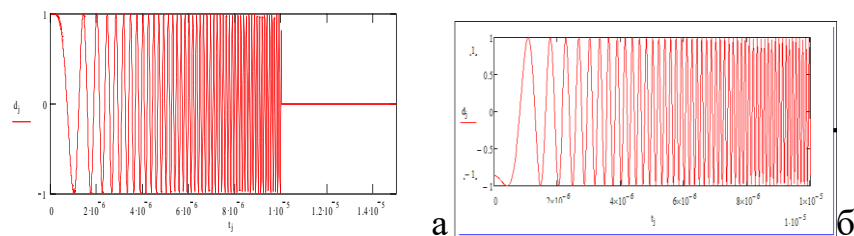


Рис. 3.1. Сигнал на виході передавача (а); сигнал після впливу сезонних варіацій (б)

Сезонні варіації впливають на час затримки приходу двох імпульсів. Цю залежність можна розглянути на рис. 3.2



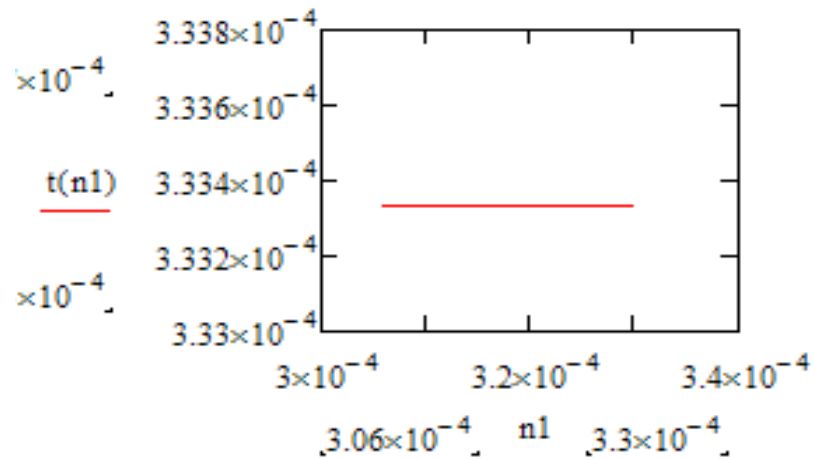


Рис. 3.2 Зміна часу затримки сигналу від сезонних варіацій

З цієї залежності видно, що час затримки не змінюється при проходженні сигналу влітку, і взимку.

Вплив сезонних варіацій на АКФ ЛЧМ сигналу можна розглянути на рис. 3.3

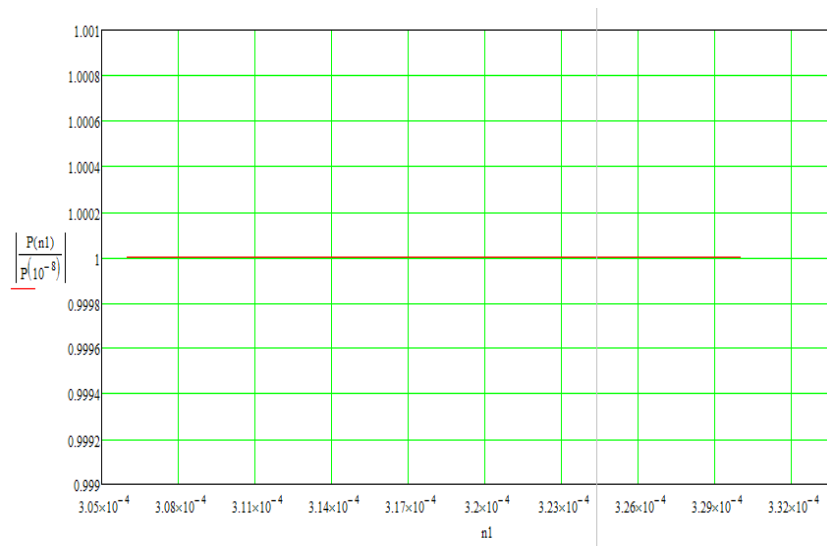


Рис. 3.3 АКФ функція ЛЧМ сигналу під час сезонних варіацій

З цього графіка видно що АКФ сигналу не змінюється, отже сильного впливу на точність прийому сезонні варіації не чинять.

### 3.3 Оцінка впливу висотної зміни коефіцієнта заломлення

Сканування РЛС простору у вертикальній площині в секторі від  $0^\circ$  до  $90^\circ$  призводить до зміни коефіцієнта заломлення у зв'язку з його профільною залежністю від висоти підйому лінії зондування. За зміни висоти від 0 до 50 км коефіцієнт заломлення змінюється в діапазоні від 1.0003 до 1.

Зміна коефіцієнта заломлення з висотою підйому лінії зондування еквівалентна лінійній зміні фази сигналу, яку можна проаналізувати на рис.3.4,б.

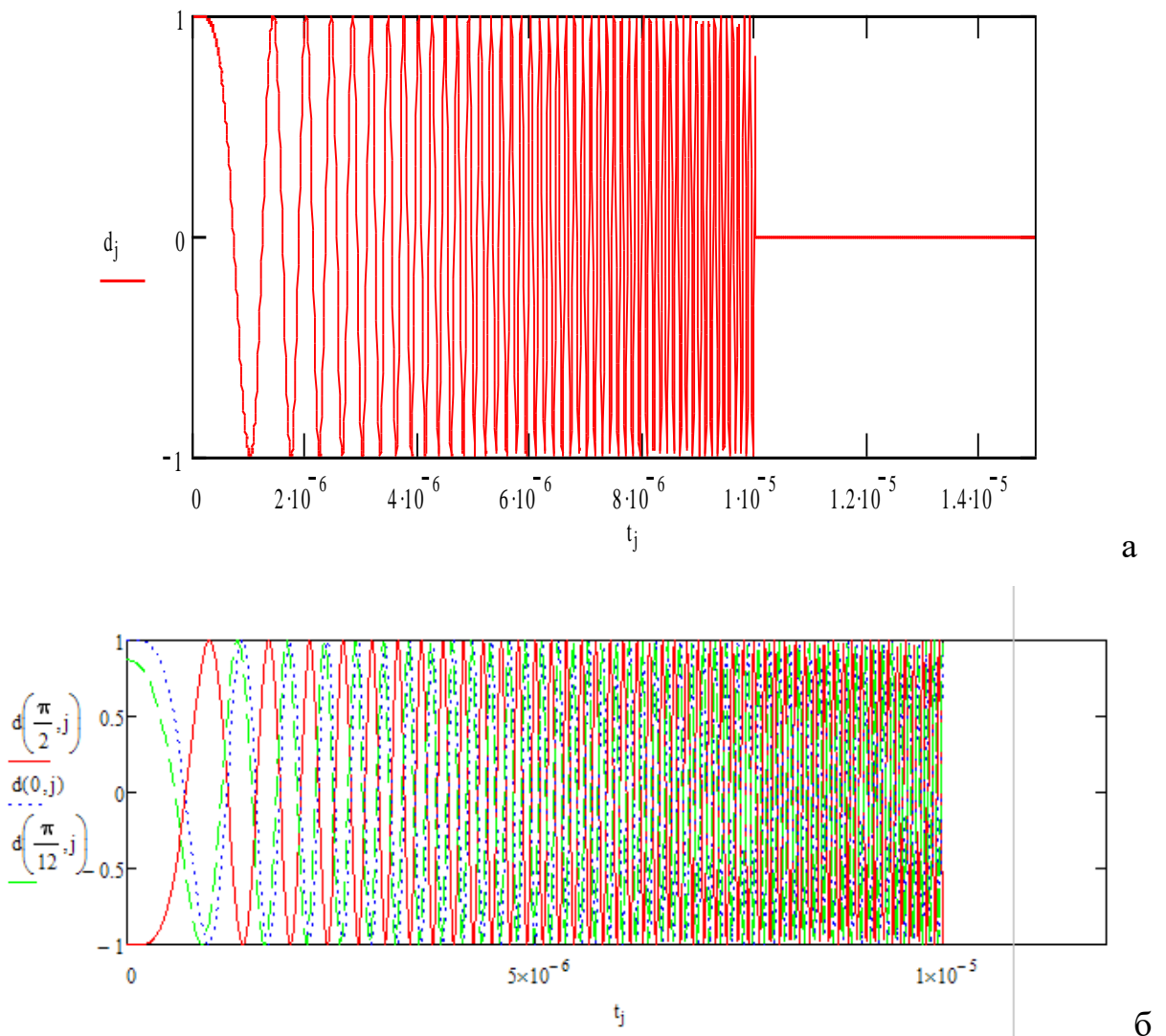


Рис. 3.4. Сигнал до проходження атмосфери (а); сигнал після проходження атмосфери за впливу висотної зміни коефіцієнта заломлення (б)

При зондуванні простору в площині від  $0$  до  $90^\circ$  спостерігається залежність часу затримки від висоти підйому. Цю залежність можна проаналізувати на рис. 3.5.

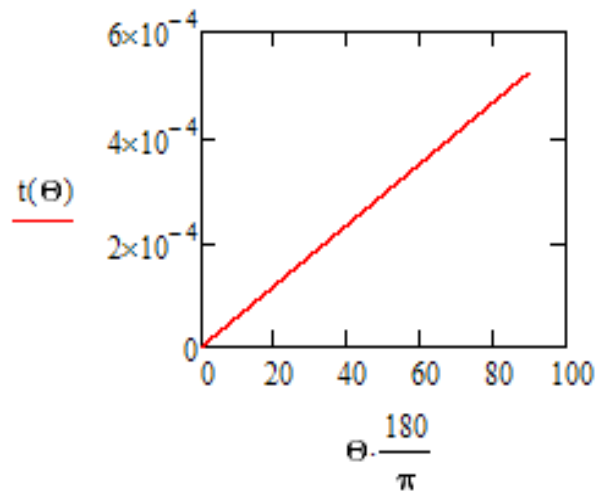


Рис 3.5. графік залежності часу затримки від кута підйому

З графіка видно, що ця залежність лінійно зростає і при куті підйому  $90^\circ$  час затримки дорівнює  $0,0005$ .

Розглянемо на рис. 4.2.3 вплив кута зондування на АКФ функцію сигналу РЛС. З цього графіка видно, що амплітуда АКФ функції сигналу РЛС згасає при куті менше  $0,08^\circ$ . Це означає, що при зондуванні простору в площині від  $0$  до  $90^\circ$  необхідно враховувати кут підйому зондувального сигналу, щоб уникнути повного пропадання сигналу на радарі. Так як при незначній зміні кута підйому зондувального сигналу спостерігається сильне згасання АКФ.

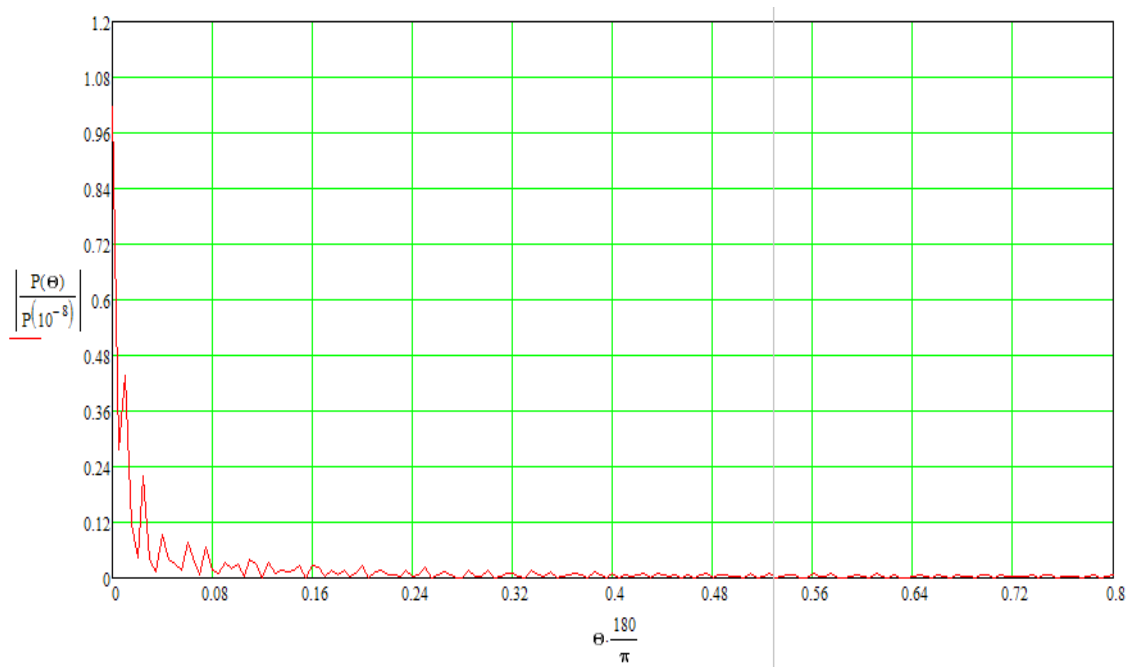


Рис. 3.6. АКФ функція ЛЧМ сигналу при впливі висотної зміни коефіцієнта заломлення

#### 3.4 Оцінка впливу флуктуацій фази сигналу на неоднорідності атмосфери

У середовищі з показником заломлення  $n$  радіопромінь проходить відстань  $l_0$  за час  $nl_0/c$ . Якщо траса поширення радіохвиль  $L$ , а середовище має зернисту структуру з розміром неоднорідностей  $l_0$ , загальна кількість таких неоднорідностей по дорозі поширення дорівнює  $L/l_0$ . При цьому результуюча середньоквадратична помилка, пропорційна до кореня квадратного з числа неоднорідностей.

Середньоквадратична помилка, що виникає в результаті неоднорідності атмосфери, призводить до фазового спотворення сигналу РЛС, що можна побачити з рис. 3.7, б.

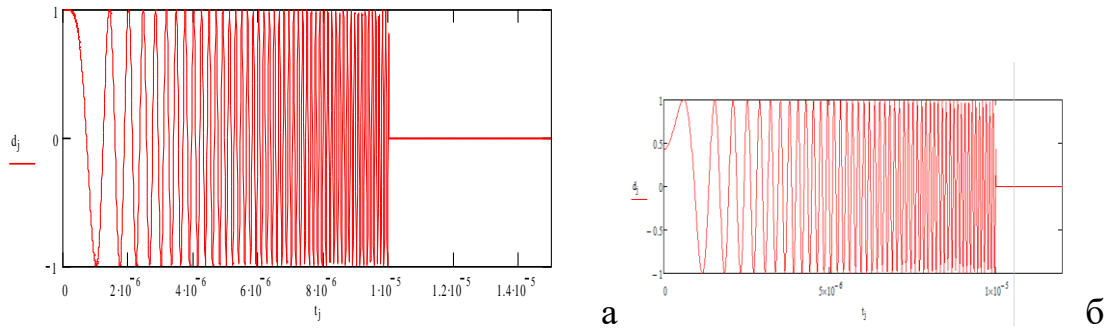


Рис. 3.7. Сигнал до дії неоднорідностей атмосфери (а); сигнал після дії неоднорідностей атмосфери (б)

Далі проаналізуємо вплив хмар та стан повітря на затримку сигналу та АКФ сигналу РЛС. Усі дані даного аналізу наведено у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1.

Залежність затримки та АКФ від розміру неоднорідностей та середньоквадратичної помилки

Стан атмосфери	$\sigma_n \cdot 10^6$	$l_0, м$	$\sigma\tau$	$B(t)/B(0)$
Щільні купові хмари	30	1200	$6.5 \cdot 10^{-13}$	$3.3 \cdot 10^{-5}$
Розсіяні купові хмари	10	800	$2.1 \cdot 10^{-10}$	$3.4 \cdot 10^{-5}$
Невеликі розсіяні хмари	3	330	$4 \cdot 10^{-11}$	$3.5 \cdot 10^{-5}$
Чисте повітря				
- вологе	1	130	$8.5 \cdot 10^{-12}$	$3.3 \cdot 10^{-5}$
- нормальне	0.3	66	$1.8 \cdot 10^{-12}$	$3.4 \cdot 10^{-5}$
- сухе	0.1	33	$4.3 \cdot 10^{-13}$	$3.4 \cdot 10^{-5}$

З таблиці 3.1 видно, що неоднорідності атмосфери незначно впливають на якість прийому сигналу. Також видно, що найбільша величина АКФ спостерігається при невеликих розсіяних хмарах і нормальному і сухому повітрі.

### 3.5 Висновки до розділу 3

В результаті аналізу були модульовані перешкоди, що впливають на фазу сигналу, ЛЧМ сигнал і сигнал після проходження атмосфери. Було проаналізовано вплив перешкод на ЛЧМ сигнал.

В результаті аналізу встановлено, що на ЛЧМ сигнал найбільший вплив на зсув фази пов'язаний зі зміною кута підйому зондуючого променя. Так, при зміщенні зондуючого променя на незначний кут відбувається повне згасання сигналу, що можна було побачити на АКФ ЛЧМ сигналу.

Зсув фази при поширенні сигналу в різні сезони незначно впливає на ЛЧМ сигнал.

При впливі на фазу ЛЧМ сигналу неоднорідностей спостерігається невелика зміна амплітуди АКФ, це означає, що неоднорідності великих спотворень в сигнал не вносять.

## РОЗДІЛ 4

## ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

## 4.1 Охорона праці

*Планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій.*

Метою планування заходів з охорони праці є визначення необхідних вкладень у заходи з охорони праці для ефективного впливу на стан охорони праці.

Система планів з охорони праці окремого підприємства може включати:

- перспективне планування (на період, більший одного року) ;
- поточне планування (на рік) ;
- оперативне планування (детальні плани, спрямовані на вирішення конкретних питань працезахоронної діяльності на підприємстві в короткостроковому, до одного року, періоді).

Планування в охороні праці може включати:

- визначення цілей діяльності з охорони праці на підприємстві та засобів їх досягнення;
- вибір методів і базових показників, за допомогою яких може здійснюватися оцінка необхідних вкладень в охорону праці;
- розрахунок суми вкладень у заходи з охорони праці та раціональний розподіл цієї суми за напрямками діяльності;
- забезпечення організації контролю виконання плану (при необхідності здійснення коригування запланованих показників) ;
- здійснення постійного контролю умов і безпеки праці на підприємстві та оперативне реагування на відхилення від нормативних вимог.

Перспективне планування вміщує найбільш важливі, трудомісткі і

довгострокові за терміном виконання заходи з охорони праці, виконання яких, як правило, вимагає сумісної роботи кількох підрозділів підприємства. Можливість виконання заходів перспективного плану повинна бути підтверджена обґрунтованим розрахунком необхідного матеріально-технічного забезпечення і фінансових витрат з зазначенням джерел фінансування.

До перспективних планів належить комплексний план покращення умов праці і санітарно-оздоровчих заходів, що передбачає створення, відповідно до нормативних актів з охорони праці, умов праці, пов'язаних з перспективними змінами підприємства. Таке планування, як правило, розраховане на термін від 2 до 5 років. Реалізація цих планів забезпечується через річні плани номенклатурних заходів з охорони праці, які вносяться до угоди, що є невід'ємною частиною колективного договору.

Поточне планування здійснюється у межах календарного року через розроблення відповідних заходів у розділі «Охорона праці» колективного договору.

Поточні плани передбачають реалізацію заходів із покращення умов праці, створення кращих побутових і соціальних умов на виробництві. Ці плани обов'язково забезпечуються фінансуванням згідно з розробленими кошторисами.

Питання охорони праці можуть віддзеркалюватися в інших поточних планах, які підприємства та організації можуть складати на вимогу трудових колективів:

- план соціального розвитку колективу;
- наукової організації праці;
- механізації важких і ручних робіт;
- охорони праці жінок;
- підготовки підприємства до робіт в осінньо-зимовий період;
- підвищення культури виробництва та ін.

Оперативне планування роботи з охорони праці здійснюється за



підсумками контролю стану охорони праці в структурних підрозділах і на підприємстві в цілому.

Оперативні плани складаються для швидкого виправлення виявлених в процесі державного, відомчого і громадського контролю недоліків в стані охорони праці, а також для ліквідації наслідків аварій або стихійного лиха.

Оперативні заходи щодо усунення виявлених недоліків зазначаються безпосередньо у наказі власника підприємства, який видається за підсумками контролю, або у плані заходів, як додатку до наказу.

Організаційно-методичну роботу щодо складання перспективних, поточних та оперативних планів здійснює служба (спеціаліст) охорони праці.

#### 4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

##### *Здійснення заходів щодо зниження дії радіоактивних випромінювань*

Оцінка уразливості лабораторного блока живлення від радіоактивного забруднення і проникаючої радіації починається з визначення максимальних очікуваних значень рівня радіації і дози проникаючої радіації. За показник стійкості об'єкта приймається допустима доза радіації, яку можуть одержати люди за час робочої зміни.

Для характеристики радіоактивного забруднення застосовують ступінь (щільність) забруднення, який характеризується поверхневою щільністю забруднення радіонуклідами і вимірюється активністю радіонукліда на одиницю площі (об'єму). Основною дозиметричною величиною, за допомогою якої оцінюється дія радіації, є доза випромінювання - кількість енергії, яка поглинута одиницею маси опроміненого середовища. Експозиційна доза визначається тільки для повітря при гама і рентгенівському випромінюванні. Поглинута доза визначається для речовин. Місцевість, що забруднюється внаслідок радіаційної аварії, за щільністю забруднення радіонуклідами умовно поділяють на зони: зону відчуження,

зону безумовного (обов'язкового) відселення, зону гарантованого (добровільного) відселення і зону підвищеного радіоекологічного контролю.

За дозами опромінення зону забруднення поділяють на наступні зони: надзвичайно-небезпечного забруднення, небезпечного забруднення, сильного забруднення, помірного забруднення, і зону радіаційної небезпеки.

Також радіоактивне забруднення буде безпосередньо впливати лабораторного блока живлення, але і на його конструкцію, оскільки, до його складу входять метічні провідники з ізоляційним покриттям, металічний корпус, пласмасові роз'єми і самі радіоелементи (резистори, транзистори, мікросхема, конденсатори, діод).

Органічні речовини вельми чутливі до радіації. Вплив радіації призводить до перетворення молекул, що супроводжується хімічними реакціями, що викликають незворотні зміни природи речовини і її механічних властивостей.

Перетворення супроводжується виділенням газів, які в поєднанні з вологою утворюють кислоти, які здійснюють шкідливий вплив на ізоляційні матеріали. Більшість пласмас отримує механічне пошкодження навіть при малих дозах радіації.

Фенолформальдегід і метилметакрилат стають крихкими і деформуються. Поліетилен і полістирол - спочатку збільшується опір розриву і твердість, а потім вони стають крихкими. Більшість пласмас темніє і знебарвлюється. Просочення і ізоляційні масла псуються, як і оргматеріали. Синтетичний каучук і кремнійорганічна гума твердіють

Зміна електричних властивостей органічних речовин (провідність, діелектрична проникність, кут втрат) має оборотний характер. Час відновлення залежить від природи матеріалу та умов опромінення.

На неорганічні речовини (матеріали) радіація впливає менше, ніж на органічні. При опроміненні нейтронами можливо об'ємне розширення. Кварц і скло втрачають прозорість при великих дозах.

Вплив радіації на напівпровідниковий діод залежить від того, який ефект використаний в основі його роботи, виду матеріалу, питомого опору його, а також конструктивних особливостей діода. Оскільки в підсилювачі використані лише кремнієві діоди то розглянемо лише їхню реакцію.

Під впливом нейтронної радіації провідність точково-контактних діодів зменшується в прямому і зворотному напрямках; у площинних діодів провідність у прямому напрямку також зменшується. Пошкодження діодів обумовлюється зміною характеристик провідності в прямому напрямку. Вплив  $\gamma$ -опромінення викликає оборотні зміни зворотного струму.

Характеристика впливу радіоактивного забруднення на транзистор. Вплив опромінення викликає порушення кристалічної решітки матеріалу (основний ефект) і іонізацію (вторинний ефект). Внаслідок цього змінюються параметри напівпровідникових матеріалів – час життя основних носіїв, питома провідність, швидкість поверхневої рекомбінації дірок з електронами. Внаслідок зміни вищевказаних параметрів зменшується коефіцієнт підсилення по струму, збільшується зворотний струм колектора, зростають шуми транзистора.

Іонізація, створювана радіацією, інжектується надлишок носіїв у транзистор, внаслідок чого виникають значні шуми. Зміна коефіцієнта посилення є незворотнім, а зміни зворотного струму можуть бути оборотними і необоротними. Як бачимо змінюється основний із електричних параметрів підсилювача – коефіцієнт підсилення, а отже вихідна потужність.

Потрібно зазначити, що більшу радіаційну стійкість мають германієві транзистори в порівнянні з кремнієвими.

До основних методів захисту радіоелектронної апаратури відносять такі конструктивні рішення:

- правильно підбирати і розташовувати елементи;
- ширше використовувати керамічні ізолятори в частинах перемикачів, роз'ємах, гніздах і т.д.;

- застосовувати склотканина та інші неорганічні матеріали для манжет, кабельної ізоляції тощо;
- застосування елементів з неорганічних матеріалів, слюдяних і керамічних конденсаторів;
- застосовувати плівкові і металлопленочні опору;
- ретельно продумувати схему розташування, для зменшення струмів витoku і пробою;
- екранувати найбільш чутливі елементи;
- правильно вибирати матеріали деталей конструкції;
- правильно вибирати напівпровідникові прилади (надавати перевагу германієвим).
- Для захисту від  $\gamma$  - променів добре екранують, захищають - свинець, вісмут, вольфрам, золото, платина, ртуть і деякі інші важкі матеріали.

#### 4.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» розглянуто планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій. Також описано заходи щодо зниження дії радіоактивних випромінювань

## ВИСНОВКИ

Проведено аналіз літературних джерел за темою дослідження та встановлено, що при проходженні широкосмугового сигналу через тропосферну радіолінію, виникають фазові спотворення сигналу, які виникають в результаті впливу сезонних коливань, кута підйому випромінювання і неоднорідності атмосфери.

Проаналізовано вимоги до параметрів сигналів в області радіолокації, як часткового та актуального сьогодні варіанту проходження радіосигналів у відкритому просторі. У цьому випадку, однією з тенденцій розвитку радіолокації є застосування лінійно частотно модульованих сигналів під час зондування простору. Проведено моделювання параметрів таких сигналів з метою оцінювання, в наступному, впливу на них факторів відкритого простору.

Встановлено, що широкосмугові сигнали забезпечують високу завадостійкість системи передачі інформації, причому чим ширший частотний спектр займає радіосигнал, тим вище завадостійкість системи передачі радіоінформації. При зондуванні простору радіолокаційною станцією отриманий сигнал може відрізнитися від очікуваного. Після проходження сигналу атмосферної радіолокаційної системи виникають фазові зсуви сигналу через різні неоднорідності, кут зондування та різні сезони поширення сигналу. Ці фазові спотворення необхідно враховувати, оскільки вони можуть призвести до повної втрати сигналу.

Також виконано аналіз та моделювання параметрів проходження сигналу через атмосферу, оцінено фазові спотворення сигналу в тропосферній радіолінії, амплітудні спотворення сигналу в тропосферній радіолінії, а також способи коригування спотворень сигналу в радіолінії, обумовлених впливом атмосфери.

Також були експериментально змодельовані перешкоди, що впливають на фазу сигналу, лінійно частотно модульований сигнал і сигнал після проходження через атмосферу. Було проаналізовано вплив перешкод на такий сигнал. Встановлено, що на такий сигнал найбільший вплив на зсув фази пов'язаний зі зміною кута підйому зондуючого променя. Так, при зміщенні зондуючого променя на незначний кут відбувається повне згасання сигналу.

Зсув фази при поширенні сигналу в різні сезони незначно впливає на нього. При впливі на фазу лінійно частотно модульованого сигналу неоднорідностей спостерігається невелика зміна амплітуди авто кореляційної функції, тобто неоднорідності великих спотворень в сигнал не вносять.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Лошаков В.А, Наритник Т.Н., Шостко І.С., Сабурова С.О., Ощепков М.Ю., Півнюк О.В. Системы и стандарты цифрового телевидения Навч.посібник. - Харків.: ХНУРЕ. - 2014. 638с.
2. Поширення радіохвиль в зоні покриття безпроводових мереж зв'язку. Теоретичні основи та приклади розв'язання задач [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад. С. О. Кравчук, Л. О. Афанасьєва, Д. А. Міночкін, І. М. Кравчук. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,4 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 107 с.
3. Теорія радіолокаційних систем : підручник / Б. Ф. Бондаренко, В. В. Вишнівський, В. П. Долгушин та ін.; за заг. ред. С. В. Ленкова. - К.: Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет", 2008. - 359 с.
4. Електромагнітна сумісність у системах електропостачання: Підручник / І. В. Жежеленко, А. К. Шидловський, Г. Г. Півняк, Ю. Л. Саєнко. - Д., Нац. гірнич. ун-т, 2009. - 319 с: іл.
5. Фізичні основи мікро- та накоелектроніки: Підручник. - К.: Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет", 2005. - 431 с.
6. Готра З. Ю. Технологія електронної техніки: Навч. посібник: у 2 т. - Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2010. - Т. 1.-888 с.
7. Гарасимчук О.І. Комплексні системи санкціонованого доступу: навч. посіб. / О.І. Гарасимчук, В.Б. Дудикевич, В.А. Ромака. - Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010. - 212 с.
8. Калюжний О.Я. Моделювання систем передачі сигналів в обчислювальному середовищі MATLAB-Simulink. – К., “Політехніка”, 2004. – 135 с.

9. Jenkins B., Bailey G.J., Abdu M.A., Batista I.S., Balan N. Observations and model calculations of an additional layer in the topside ionosphere above Fortaleza, Brazil // *Ann. Geophysicae*. 1997. V.15. P. 753-759.

10. Zang D. Y. A new method of calculating the transmission and reflection coefficients and fields in a magnetized plasma layer // *Radio Science*. 1991. V.26. №6. P. 1415-1418.

11. Ginocchio J.N. A class of exactly solvable potentials. One-dimensional Shrodinger equation // *Annals of Physics*. 1984. V.152. P. 203-219.

12. Дозорський, В. Синфазний метод статистичного опрацювання фрикативних звуків для задач діагностики голосового апарату / В. Дозорський // *Вісник Сумського державного університету. Технічні науки.* – Суми : видавництво СумДУ, 2012. – № 3. – С. 16–21.

13. Дедів І. Обґрунтування математичної моделі дихальних шумів у вигляді періодично корельованого випадкового процесу / Я. Драган, І. Дедів // *Науковий вісник Чернівецького університету. Вип. 426: Фізика. Електроніка.* ЧНУ – Чернівці: Рута. – 2008. – Ч. II. – С. 93-97.

14. Джичка Н., Дедів І., Дозорський В., Драган Я. Модель акустичного сигналу для виявлення порушень стану дихальної системи та голосового апарату як частковий випадок стохастичної коливної системи. *Вісн. Нац. ун-ту "Львів. політехніка"*. 2011. № 710. С. 155-158.

15. Palaniza Y.B., Shadrina H.M., Khvostivskiy M.O., Dediv L.Ye., Dozorska O.F. Main theoretical basis of biosignals modeling. *Znanstvena misel. Slovenia*. 2018. №16. P. 39-44.

16. Vyacheslav Nykytyuk, Vasyl Dozorskyi, Oksana Dozorska. Detection of biomedical signals disruption using a sliding window. *Scientific journal of the Ternopil National Technical University*. 2018. Vol. 91. № 3. P. 125–133.



# ДОДАТКИ

УДК 627.722.6

Д.Р. Колісник, Д.В. Мидлик, І.Ю. Дедів, к.т.н., доцент, Л.Є. Дедів, к.т.н., доцент  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна

## ЗАДАЧА ОЦІНЮВАННЯ ПОШИРЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ У ВІДКРИТОМУ ПРОСТОРИ

**D.R. Kolisnyk, D.V. Midlik, I.Yu. Dediv, Ph.D., Assoc. Prof., L.E. Dediv, Ph.D., Assoc. Prof.**

## THE PROBLEM OF EVALUATING THE PROPAGATION OF RADIO SIGNALS IN OPEN SPACE

Важливим питанням в області створення нових радіотехнічних засобів обміну даними є врахування степені впливу особливостей та характеристик середовища, в якому відбувається поширення радіосигналів.

Так, поширення радіосигналів в атмосфері характеризується їх ослабленням. Ослаблення випромінювання в атмосфері відбувається не тільки за рахунок поглинання, а й за рахунок розсіювання. Внаслідок оптичної неоднорідності атмосфери на цих неоднорідностях відбувається заломлення, відбиття і дифракція електромагнітних коливань. Якщо розміри зважених в атмосфері частинок малі порівняно з довжиною хвилі коливань, то відбувається молекулярне розсіювання, яке підкоряється закону Релея. Відповідно до цього закону інтенсивність розсіювання випромінювання обернено пропорційна довжині хвилі в четвертому ступені. Молекулярне розсіювання є значним у видимій та інфрачервоній областях спектру. Ослаблення випромінювання внаслідок релеївського розсіювання може у багато разів перевищувати молекулярне поглинання. При розмірах частинок, співмірних з довжиною хвилі випромінювання, спостерігається дифракційне розсіювання. Якщо розміри частинок значно перевищують довжину хвилі, то виникає геометричне розсіювання, яке проявляється переважно в інфрачервоній області спектра оптичного випромінювання. У реальній атмосфері мають місце всі три типи розсіювання, оскільки в ній присутні частинки майже всіх зазначених розмірів.

Радіус дії радіопередавачів в умовах земної атмосфери обмежений характеристиками поширення сигналів по трасі передавання. Зазвичай атмосфера (особливо тропосфера) має локально неоднорідну структуру (пил, теплові коливання її параметрів, забруднення повітря тощо), що призводить до поглинання та розсіювання, тобто до ослаблення випромінювання сигналу при його поширенні. При роботі передавача в атмосфері поле на осі первинного пучка випромінювання на досить великій відстані від передавача практично повністю визначається розсіяною складовою випромінювання. Крім того, наявність неоднорідностей у середовищі викликає значну просторову дифузію енергії в напрямку від осі випромінювання: сигнал поширюється в просторі в міру віддалення від джерела випромінювання. Це призводить до додаткового ослаблення випромінювання на осі променя, що, в свою чергу, спричиняє додаткове зменшення дальності дії радіотехнічних засобів обміну даними.

Таким чином, актуальною є задача розроблення способу врахування параметрів середовища поширення радіосигналів та впливу присутніх в ньому неоднорідностей на зміну параметрів таких сигналів.

### Література

1. Немировский М.С. Цифровая передача информации в радиосвязи. — К.: Связь, 1980. — 256 с.
2. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — К.; СПб.; Киев; Вильяме, 2003. — 1100 с.