

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ СПЕЦІАЛЬНИХ РАДІОЗАСОБІВ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ

ЧАСТИНА 2. ПРАКТИЧНІ АСПЕКТИ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня магістра
за освітньою програмою «Спеціальні системи електронних комунікацій»
спеціальності G5 Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка

Укладачі: Ю.О. Головін, С.М. Шолохов, І.К. Нестеренко, І.В. Кононова

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО
2026

УДК 621. 396.6 (03), 355.351:654.16 (075.8)

Г61

Укладачі: *Головін Юрій Олександрович*, к.т.н., доцент
Шолохов Сергій Миколайович, к.т.н., доцент
Нестеренко Ігор Костянтинович, к.т.н., с.н.с.
Кононова Ірина Віталіївна, к.т.н., доцент

Рецензент: *Мазор С.Ю.*, к.т.н.

Відповідальний редактор *Храновська Т.В.*

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
 (протокол № 4 від 05.02.2026 р.)
 за поданням Вченої ради ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського
 (протокол № 6 від 24.12.2025 р.)*

Електромагнітна сумісність спеціальних радіозасобів електронних комунікацій.
 Г61 Частина 2. Практичні аспекти [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобувачів ступеня магістра за освітньою програмою «Спеціальні системи електронних комунікацій» спеціальності G5 Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: Головін Ю.О. та ін. – Електрон. текст. дані (1 файл). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2026. – 310 с.

Навчальний посібник містить базовий теоретичний матеріал та методичні рекомендації для проведення практичних занять та розрахункових завдань з освітнього компоненту «Електромагнітна сумісність спеціальних радіоелектронних засобів». Викладена методика та порядок розрахунку ЕМС локального угруповання радіозасобів з прикладами. Розглянуто використання спеціалізованого програмного забезпечення для проєктування і моніторингу радіомереж. Надані рекомендації щодо перевірки зон обслуговування та якості надання послуг в радіотехнічних системах мереж електронних комунікацій. Наведені теоретико-практичні основи радіоелектронної боротьби, радіоелектронної розвідки та завадозахищеності радіоелектронних засобів в умовах ведення противником активного деструктивного радіоелектронного впливу.

Навчальний посібник розроблено відповідно до робочих програм навчальних дисциплін (силабусів) та призначений для здобувачів ступеня магістра за спеціальністю G5 Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка, буде також корисним для здобувачів інших спеціальностей при опануванні радіотехнологій, їх електромагнітної сумісності та захисту електронних комунікацій від засобів РЕБ противника.

УДК 621. 396.6 (03), 355.351:654.16 (075.8)

Реєстр. № НП **25/26-160**. Обсяг 14,72 авт. арк.

Національний технічний університет України
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
 проспект Берестейський, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2026

ЗМІСТ

Умовні скорочення	5
1. СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПРОЄКТУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЇ РАДІОМЕРЕЖ	8
1.1. Вплив процесів поширення радіохвиль на електромагнітну сумісність	8
1.2. Особливості поширення радіохвиль та моделі для розрахунку їх загасання	13
1.3. Програмне забезпечення для автоматизованого проєктування радіомереж	30
1.4. Призначення та інсталяція програмного забезпечення Radio Mobile	33
1.5. Виконання практичних завдань по проєктуванню радіомереж на Radio Mobile	44
Контрольні питання та завдання	67
2. РОЗРАХУНОК ЕМС ЛОКАЛЬНОГО УГРУПУВАННЯ	69
2.1. Теоретичні основи аналізу ЕМС	69
2.2. Методичні вказівки по виконанню розрахункової роботи	85
2.3. Завдання для виконання розрахункової роботи	86
2.4. Порядок виконання розрахунків	89
2.5. Приклад виконання розрахункової частини роботи	101
2.6. Натурні випробування електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів	118
Контрольні питання та завдання	119
3. РАДІОЧАСТОТНИЙ КОНТРОЛЬ ВИПРОМІНЮВАННЯ РЕЗ	120
3.1. Технічні засоби та обладнання радіомоніторингу	121
3.2. Аналізатори спектру на основі SDR-приймачів	131
3.3. Програмне забезпечення радіочастотного контролю	135
3.4. Програмно-апаратний комплекс для аналізу випромінювань РЕЗ на базі програмного забезпечення <i>ScanXpert</i>	141
3.5. Застосування аналізаторів спектру та SDR-приймачів для виявлення джерел радіовипромінювання	154
Контрольні питання та завдання	165
4. ОЦІНЮВАННЯ ЗОНИ ПОКРИТТЯ ТА ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ОБСЛУГОВУВАННЯ В РАДІОМЕРЕЖА	166
4.1. Параметри оцінювання якості радіомереж	166
4.2. Принципи оцінювання якості мереж зв'язку загального користування	167
4.3. Оцінка зони обслуговування відомчих мереж радіозв'язку	174
Контрольні питання та завдання	179
5. МЕТОДИ ЗАВАДОЗАХИСТУ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ. ОЦІНЮВАННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ ЗАСОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ ТА РОЗВІДКИ	180
5.1. Завадозахищеність систем електронних комунікацій. Скритність та завадостійкість.	179
5.2. Методи підвищення скритності	183
5.3. Методи та пристрої підвищення завадостійкості	184
5.4. Порядок обґрунтування оптимальних радіозавод для радіоподавлення засобів спеціального зв'язку.	193
5.5. Визначення ефективності ведення радіоелектронної розвідки частинами (підрозділами) РЕБ в операціях (бойових діях)	210
5.6. Математичні підходи до оцінювання ефективності ведення радіоелектронного подавлення противником угруповання засобів спеціального зв'язку	217
5.7. Показники та критерії ефективності РЕБ	221

5.8. Оцінювання ефективності ведення радіоелектронного подавлення в операціях (бойових діях) на основі математичного апарату теорії масового обслуговування	225
5.9. Порядок розрахунку можливостей радіоподавлення противником спеціального зв'язку при вирішенні оперативно - тактичних задач	230
5.10. Визначення ефективності ведення РЕБ за інформаційними критеріями	241
5.11. Визначення ефективності ведення РЕБ з використанням лінгвістичних змінних	248
5.12. Нечітко - множинна методика оцінки ефективності радіоелектронної боротьби в операціях	253
5.13. Методика розробки сценаріїв радіоелектронного та електромагнітного подавлення засобів зв'язку	257
Контрольні питання та завдання	273
6. МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ЗАВАДОЗАХИСТУ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ	275
6.1. Математичні моделі та алгоритми адаптивної фільтрації	276
6.2. Моделювання та дослідження адаптивних цифрових фільтрів у середовищі візуального моделювання SIMULINK пакету MATLAB	291
6.3. Моделювання процесів адаптивної фільтрації сигналів із застосуванням алгоритмів RLS і nLMS у середовищі Matlab	301
Контрольні питання та завдання	307
Список рекомендованої літератури	308

Умовні скорочення

АФС – антено-фідерна система

АСУ – автоматизована система управління

АЧ – амплітудно-частотна характеристика

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

БПЛА – безпілотний літальний апарат

БС – базова станція

ВМС – військово-морські сили

ВПС – військово-повітряні сили

ВТЗ – військово-технічні засоби

ВУ – вогневе ураження

ГАП – гідроакустичне подавлення

ГСНв – головка самонаведення

ГСН – глобальна система навігації

ДВ – дипольний відбивач

ДЗ – джерела електромагнітних завад

ДС – діаграма спрямованості

ДВЧ – дуже високі частоти

ДРВ – джерело радіовипромінювання

ЕЗ – електронне забезпечення

ЕМБ – електромагнітний боєприпас

ЕМВ – електромагнітне випромінювання

ЕМЗ – електромагнітна зброя

ЕМІ – електромагнітний імпульс

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина

ЕПР – ефективна площа розсіювання

ЕМС – електромагнітна сумісність

ЕМО – електромагнітна обстановка

ЕМП – електромагнітне подавлення

КВ – кутовий відбивач

КГР – консультативна група по радіозв'язку

КП – командний пункт

КХ – короткі хвилі

ЛГСН – лазерна головка самонаведення

МГДГ – магнітодинамічний генератор

МСЕ – Міжнародний союз електрозв'язку

МСРМ – мобільної станції радіочастотного моніторингу

НФП – нові фізичні принципи

Об РЕП – об'єкт радіоелектронного подавлення

ОВТ – озброєння та військова техніка
ОЕП – оптико - електронне подавлення
ОПР – особа, що приймає рішення
ПВЧ – підсилювач високої частоти
ПКП – програмно-комп'ютерне подавлення
ПНЧ – підсилювач низької частоти
ППО – протиповітряна оборона
ППРЧ – псевдовипадкове переналаштування робочої частоти
ППЧ – підсилювач проміжної частоти
ПУ – пункт управління
ПКП – програмно-комп'ютерне подавлення
ПЗ – програмне забезпечення
ПЕОМ – електронно-обчислювальна машина
ПК – персональний комп'ютер
ПЧ – проміжна частота
ПРХ – поширення радіохвиль
РВП – радіовипромінюючий пристрій
РЕЗ – радіоелектронний засіб
РЕА – радіоелектронна апаратура
РЕБ – радіоелектронна боротьба
РЕВ – радіоелектронний вплив
РЕВУ – радіоелектронний вогневий удар
РЕЗт – радіоелектронний захист
РЕНУ – радіоелектронний удар
РЕОб – радіоелектронний об'єкт
РЕО – радіоелектронне обладнання
РЕП – радіоелектронне подавлення
РЕР – радіо-електронна розвідка
Р і РЕБ – радіорозвідка і РЕБ
РЛС – радіолокаційна станція
РП – радіоподавлення
РР – радіорозвідка
РТР – радіотехнічна розвідка
РЕОб – радіоелектронний об'єкт
РПДП – радіопередавальний пристрій
РПП – радіоприймальний пристрій
РЧ – радіочастота
РЧМ – радіочастотний моніторинг
РЧС – радіочастотний спектр

СЗО – сигнально-завадова обстановка
СВП – система відомчого призначення
СВФ – спектральна вагова функція
СМО – система масового обслуговування
СРЮ – Союзна республіка Югославія
ССЗО – складна сигнально-завадова обстановка
СУ – система управління
СРМ – станції радіомоніторингу
СРЧМ – система радіочастотного моніторингу
ТЗ – технічні засоби
ТРЧ – тракт радіочастоти
ТП НТМ – транспортна платформа Національної транспортної мережі
УДЦР – Український державний центр радіочастот
УКХ – ультра-короткі хвилі
УВЧ – ультра високі частоти
УКХ – ультракороткі хвилі
ФП – Фур’є-процесор
ШПФ – швидке перетворення Фур’є
FDR – frequency dependent rejection
ITM – Irregular Terrain Model
ITU – International Telecommunication Union
LQI – Link Quality Indicator
OFR – off-frequency rejection
OTR – on- tune rejection
QoE – Quality of Experience
QoS – Quality of Service (показник якості послуг)
QOS – Quality Operating Service (показник якості обслуговування)
RSSI – Received Signal Strength Indicator
SDR – Software-defined radio
SRTM – Satellite Radar Topography Mission

1. СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПРОЄКТУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЇ РАДІОМЕРЕЖ

1.1. Вплив процесів поширення радіохвиль на електромагнітну сумісність

Сукупність технічних засобів, призначених для передачі повідомлень від джерела до споживача, називається *системою зв'язку*, яка складається з наступного (рис. 1.1):

- передавального пристрою;
- приймального пристрою;
- фізичного середовища, в якому передаються радіосигнали з повідомленнями.



Рисунок 1.1 – Структура системи зв'язку

В радіосистемах фізичним середовищем, яке «з'єднує» передавальний та приймальний пристрої, є навколишнє середовище, в якому відбувається поширення радіохвиль (ПРХ).

Середовищем ПРХ можуть бути:

- земна поверхня;
- нижня (приземна) та верхня частини атмосфери, що називаються, відповідно, тропосферою та іоносферою;
- космічне середовище.

Лінію безпроводового зв'язку утворює весь відкритий простір навколо Землі, тобто ця лінія зв'язку є спільною для усіх користувачів радіочастотного спектра (РЧС). У цьому середовищі розміщуються електромагнітні поля всіх випромінювачів.

Навколишнє середовище впливає на характер ПРХ. Цей вплив призводить до наступного:

- ослаблення енергії радіохвилі (затухання);
- зміни рівня сигналу за часом (завмирання);
- зміни швидкості та напрямку розповсюдження радіохвиль;
- спотворення переданих сигналів;
- повороту площини поляризації, деполіаризації радіохвиль тощо.

З цієї причини дуже важливо розглядати та враховувати особливості ПРХ в різних середовищах.

Наявність заводових сигналів у точці приймання ускладнює сигнально-заводову обстановку (СЗО). Створення умов успішної спільної роботи всіх користувачів РЧС неможливе без знання механізмів ПРХ.

Втрати енергії під час ПРХ є одним із головних параметрів, який має враховуватися при визначенні реального розміру зони охоплення (покриття) радіосистеми та рівня ненавмисних завод.

Розрізняють наступні зони радіозв'язку:

- **зона покриття (охоплення)** – територія, в межах якої величина напруженості поля дорівнює або перевищує величину мінімальної необхідної медіанної напруженості поля, визначену для конкретних умов приймання та із заданою імовірністю охоплення території;

- **зона обслуговування** – територія, в межах якої у присутності зовнішніх завод та шумів забезпечується стійкий двосторонній радіозв'язок із заданою якістю та визначається рівністю еквівалентних ізотропних випромінювальних потужностей (ЕІВП) передавачів кореспондентів (за умови однакових чутливості радіоприймачів та рівня завод на їх входах), тобто: $P_1 \cdot G_1 = P_2 \cdot G_2$, де P і G – відповідні потужності передавачів та коефіцієнти підсилення антен.

- **координаційна зона** – територія, в межах якої передавач може створювати заводи для приймачів інших систем радіозв'язку в однаковій смузі радіочастот та за межами якої рівень допустимих завод не буде перевищено і, таким чином, проведення координації не буде потрібним.

Мінімальна медіанна напруженість поля (в дБм або мкВ/м) – значення мінімальної напруженості поля, що створюється одним передавачем та необхідне для забезпечення покриття 50% місцевості у визначеній зоні на висоті 10 м над рівнем землі для 50% часу. Здебільш термін «зона покриття» застосовується для систем теле- та радіомовлення.

Зона обслуговування базової станції (БС, англ. *BS Base Station*) або ретранслятора (англ. *Repeater*) відрізняється для різного абонентського обладнання. Наприклад, радіус (або розмір) зони обслуговування для портативної радіостанції (англ. *Handheld Radio*) суттєво менший у порівнянні з радіусом зони обслуговування для автомобільної радіостанції (англ. *Vehicular Radio*), бо вони мають інші енергетичні параметри радіообладнання. Радіостанції можуть створювати заводи на відстанях, які набагато перевищують зону обслуговування.

Зазвичай терміни *координаційна зона*, *координаційна відстань*, *координаційний контур* відносяться до земних станцій супутникових систем зв'язку.

Для гладкої поверхні землі, у разі використання всеспрямованих антен, ці зони мають вигляд кола. Заводи (природні – рельєф, гори, ліси та штучні

споруди, будинки тощо), заважають поширенню радіохвиль, що може призводити до змін контурів зон. Крім того, всередині контуру можуть виникнути зони *радіотіні*, де радіозв'язок взагалі відсутній. Тому для збільшення розмірів зон обслуговування

та зменшення розмірів можливих зон радіотіні антени стаціонарних радіостанцій (радіопередавачів) встановлюють на самих високих спорудах (щоглах, дахах будівель, елеваторах, трубах), які розташовані на вищих точках рельєфу місцевості. Після розрахунку зони покриття або обслуговування, з урахуванням рельєфу місцевості, можливо переміщення антени на інший об'єкт для оптимізації роботи радіосистеми.

На розмір та форму контурів вказаних зон впливають висота встановлення антени базової станції (БС), форма діаграми направленості антени, рельєф місцевості, електричні параметри поверхні, енергетичні характеристики абонентського обладнання, а також наявність, напрямок та рівень *радіозавад*.

Дальність радіозв'язку перебуває у взаємній залежності від таких чинників:

- класу випромінювань;
- умов ПРХ на трасі зв'язку (в територіальній зоні, що обслуговується);
- електромагнітної обстановки в місцях приймання радіосигналів;
- енергетичних параметрів радіопередавальних та радіоприймальних засобів, зокрема антенних пристроїв тощо.

В найпростішому випадку модель ПРХ в радіоканалі прямої видимості у вільному просторі за відсутності відбиття радіохвиль від завад можна представити у наступному вигляді (рис. 1.2):

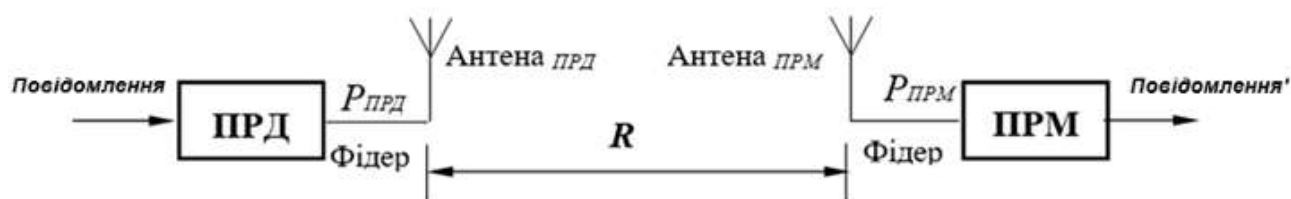


Рисунок 1.2 – Спрощена модель радіолінії

В найпростішому випадку (без врахування втрат за рахунок розбіжності поляризації та втрат за рахунок неузгодження вхідного опору антен) **потужність сигналу** на вході приймача ($P_{ПРМ}$, P - від англ. *Power*) в загальному вигляді визначається наступним чином:

$$P_{ПРМ} = \frac{P_{ПРД} \eta_{Ф.ПРД} G_{ПРД} G_{ПРМ} \eta_{Ф.ПРМ}}{L_0} \quad (1.1)$$

де $G_{ПРД}$, $G_{ПРМ}$ – коефіцієнти підсилення передавальної і приймальної антен;

$\eta_{\text{ф.ПРД}}, \eta_{\text{ф.ПРМ}}$ – коефіцієнти передачі фідерних трактів передавача і приймача;
 R – відстань між передавальною та приймальною антенами;
 $\lambda = C/f$ – довжина хвилі несучого колювання випромінення.

Співвідношення

$$L_0 = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} \quad (1.2)$$

називається **втратами** (L від англ. *Loss – втрати*) енергії сферичних радіохвиль у вільному просторі. На реальних трасах має місце *додаткові втрати* енергії ПРХ ($L_{\text{д}}$) за рахунок різних завод, особливостей рельєфу та ґрунту тощо.

Тоді вираз (1.1) для потужності сигналу на вході приймача з урахуванням впливу середовища має наступний вигляд:

$$P_{\text{ПРМ}} = \frac{P_{\text{ПРД}} \eta_{\text{ф.ПРД}} G_{\text{А.ПРД}} \eta_{\text{ф.ПРМ}} G_{\text{А.ПРМ}}}{L_0 L_{\text{д}}} \quad (1.3)$$

У зв'язку з тим, що значення $P_{\text{ПРМ}}$ та $P_{\text{ПРД}}$ відрізняються на декілька порядків для полегшення розрахунків доцільно застосовувати значення потужності у логарифмічних одиницях – *децибелах*. За опорний рівень приймають потужність відносно 1 Вт (дБВт) або 1 мВт (дБмВт або в дБм). Зазначимо, що рівень $P_{\text{дБВт}} = P_{\text{дБм}} + 30$.

Після логарифмування права частина виразу (1.3) перетворюється на алгебраїчну суму:

$$P_{\text{ПРМ}} = P_{\text{ПРД}} + G_{\text{А.ПРД}} + G_{\text{А.ПРМ}} - L_{\text{ф.ПРД}} - L_{\text{ф.ПРМ}} - L, \quad (1.4)$$

де $L_{[\text{дБ}]} = L_0 + L_{\text{д}}$ – втрати в радіоканалі (іноді зазначають $L_{\text{ПРХ}}$ або англ. L_{prop} – *втрати поширення радіохвиль*);

$L_{\text{ф.ПРД}}$ і $L_{\text{ф.ПРМ}}$ – втрати сигналу у фідерах.

Вираз (1.2) для розрахунку **втрат** сигналу (L_0) у вільному просторі у логарифмічних одиницях згідно Рекомендації МСЕ-Р Р.525-5 має наступний вигляд:

$$L_{0 [\text{дБ}]} = 32,4 + 20 \cdot \lg f_{[\text{МГц}]} + 20 \cdot \lg R_{[\text{км}]}, \quad (1.5)$$

де f – частота радіосигналу;

R – відстань між антенами.

Для приймання повідомлень із відповідною якістю рівень сигналу на вході приймача ($P_{\text{ПРМ}}$) повинен перевищувати чутливість приймача.

Співвідношення (1.4) та (1.5) можна використати для визначення не лише потужності сигналу на вході приймача, а й рівнів завад від відомих джерел радіозавад (або від передбачуваних джерел випромінювань радіосистем, запланованих до розгортання). При цьому під $P_{\text{ПРД}}$ розуміється потужність джерела завад $P_{\text{ЗПРД}}$, а $P_{\text{С}}$ змінюється на потужність завад у точці розміщення рецептора завад – $P_{\text{ЗПРМ}}$. При розрахунку рівня завад необхідно додатково врахувати розбіжності по несучим частотам та спектру завади і АЧХ рецептора завад (коефіцієнт частотної вибірковості, FDR), розбіжність по поляризації (XDR), а також коефіцієнти підсилення антен у взаємному напрямку $G(\theta, \varphi)$. В залежності від співвідношення в точці приймання рівнів корисного та завадового сигналів приймається висновок про наявність або відсутності ЕМС. Зазначені розрахунки неодмінно має бути виконано для забезпечення територіального рознесення засобів із метою забезпечення їхньої ЕМС.

Для розрахунку втрат радіосигналу в реальних умовах використовують більш складні аналітичні вирази або графіки.

Умови поширення радіохвиль визначаються багатьма факторами. Основними фізичними ефектами та явищами, які впливають на ПРХ, є:

- вплив поверхні Землі на випромінювані хвилі, формування хвиль, пов'язаних із земною поверхнею;
- відбиття радіохвиль від різних об'єктів як природних, так і штучних, розташованих на поверхні Землі та багатопроменеве формування підсумкового сигналу;
- ослаблення потужності радіохвиль через їх поглинання дощем, снігом, пилом;
- відбиття та розсіювання радіохвиль від дощу, снігу, пилу, зграй птахів;
- викривлення шляхів поширення радіохвиль через неоднорідність шарів атмосфери;
- огинання завад в тому числі, і за лінію горизонту тощо.

У багатьох випадках вплив рельєфу місцевості, рослинності та електричних параметрів поверхні землі може призвести до великих коливань рівнів як корисного, так і небажаного радіосигналів. У разі застосування деяких методів визначення втрат у процесі ПРХ необхідні знання особливостей місцевості. На визначення втрат ПРХ впливають також тип місцевості – море, інші водні басейни, пустеля, густий ліс, лісові галявини, сільські, приміські та міські зони.

Існує багато моделей ПРХ на трасах зв'язку, в яких слід враховувати як детерміновані, так і випадкові параметри середовища ПРХ.

1.2. Особливості поширення радіохвиль та моделі для розрахунку їх загасання

Задача з визначення напруженості поля на деякій відстані від джерела випромінювання має розв'язуватися за допомогою рівнянь Максвелла та системи граничних умов. Проте є наступні особливості:

- Земля є неоднорідним поглинальним середовищем;
- поверхня Землі нерівна;
- навколо Землі міститься атмосфера, параметри якої змінюються за широтою, довготою та висотою, залежать від часу, частоти коливань і т. ін.

З урахуванням зазначених чинників розрахунок поля від джерела ускладнюється, а отже, точного розв'язування поставлена задача не має.

Задачу про ПРХ (сигналів і радіозавад) у реальному середовищі поділяють на кілька окремих задач, кожна з яких досліджує механізм ПРХ, що зумовлений певною частковою властивістю відповідного середовища ПРХ.

Для опису властивостей середовища ПРХ використовуються різні моделі, перелік яких наведений у Рекомендації МСЕ-Р Р.1144-12 “Посібник з використання методів прогнозування поширення радіохвиль”, що був розроблений 3-ю Дослідницькою комісією з радіозв'язку.

За умови постійної зміни умов ПРХ корисним стає *імовірнісний підхід*, що полягає в обчисленні імовірності досягнення даної якості обслуговування протягом певної частки (у відсотках) часу роботи за рік. В основу цього підходу покладено статистичний облік усіх змінних величин та аналіз імовірності нормальної роботи системи за різних припущень щодо використовуваної апаратури та застосовуваних робочих частот, що застосовуються.

Кількісні прогнози щодо втрат на поширення сигналу (зменшення рівня сигналу у точці приймання) значною мірою базуються на теоретичних моделях, які описують механізм поширення та придатні для математичної та комп'ютерної обробки.

Статистичні моделі ПРХ створюються на підставі зібраної достатньої кількості статистичної інформації про величезну кількість змінних величин, що визначають середовище ПРХ, утворене поверхнею Землі та навколишньою атмосферою.

Радіохвилі різняться лише частотою. Суттєву частотну залежність мають середовище, в якому відбувається ПРХ, та окремі елементи радіоапаратури. Частотна залежність поведінки електромагнітних хвиль призводить до необхідності окремо розглядати різні ділянки спектра радіочастот залежно від явищ, що визначають ПРХ даної частоти.

Вибір механізму поширення радіохвиль для даної системи радіозв'язку залежить від великої кількості чинників – виду інформації, що передається,

швидкості передавання, необхідної якості зв'язку, географічних і економічних міркувань, наявних робочих частот тощо.

Розрізняють наступні механізми поширення радіохвиль:

- поширення у межах прямої видимості між передавальною та приймальною антенами (наприклад, зв'язок на Землі або зв'язок за напрямом Земля-супутник); таке поширення називають ще *прямим поширенням* радіохвиль, при якому радіохвилі поширюються в однорідному чи слабо неоднорідному середовищі по прямолінійних або близьких до них траєкторіях;

- із задіянням земної хвилі *при дифракції* (дифракція радіохвиль – явище огинання радіохвилями завад, розміри яких порівнянні з довжиною радіохвилі), зокрема за лінію горизонту; вони поширюються в безпосередній близькості до поверхні Землі;

- шляхом одно- чи багаторазового відбиття радіохвиль від природних іоносферних шарів атмосфери, утворюваних під впливом енергії Сонця (іоносферні хвилі, які іноді називають *просторовими*);

- розсіювання енергії в тропосфері (*тропосферні хвилі*);

- хвилевідне;

- комбіноване поширення, наприклад поєднання прямих хвиль із відбитими.

На рис. 1.3 схематично зображено основні з перерахованих вище механізмів поширення сигналів.

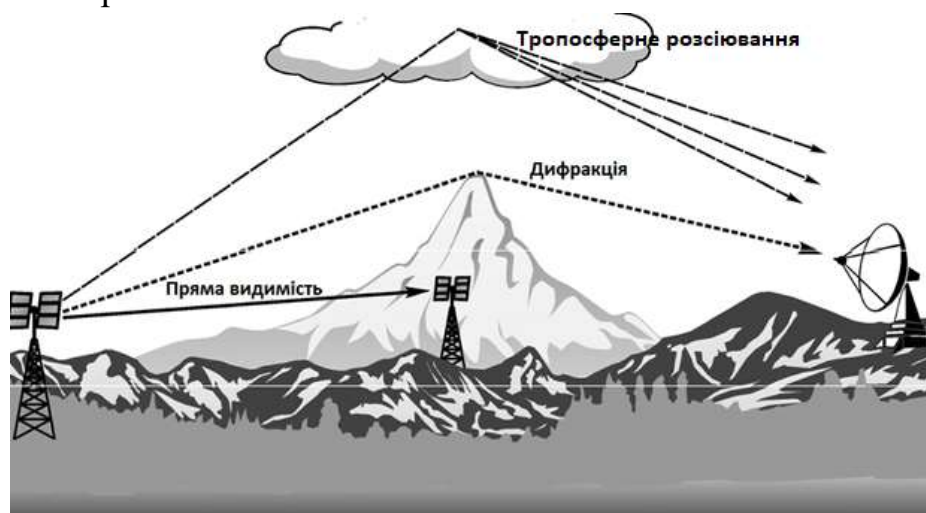


Рисунок 1.3 – Основні механізми розповсюдження радіохвиль

Найчастіше розглядають чотири способи поширення радіохвиль, схематичні моделі радіотрас яких зображені на рис. 1.4. Еліпси обмежують область простору, яка істотна при поширенні радіохвиль.

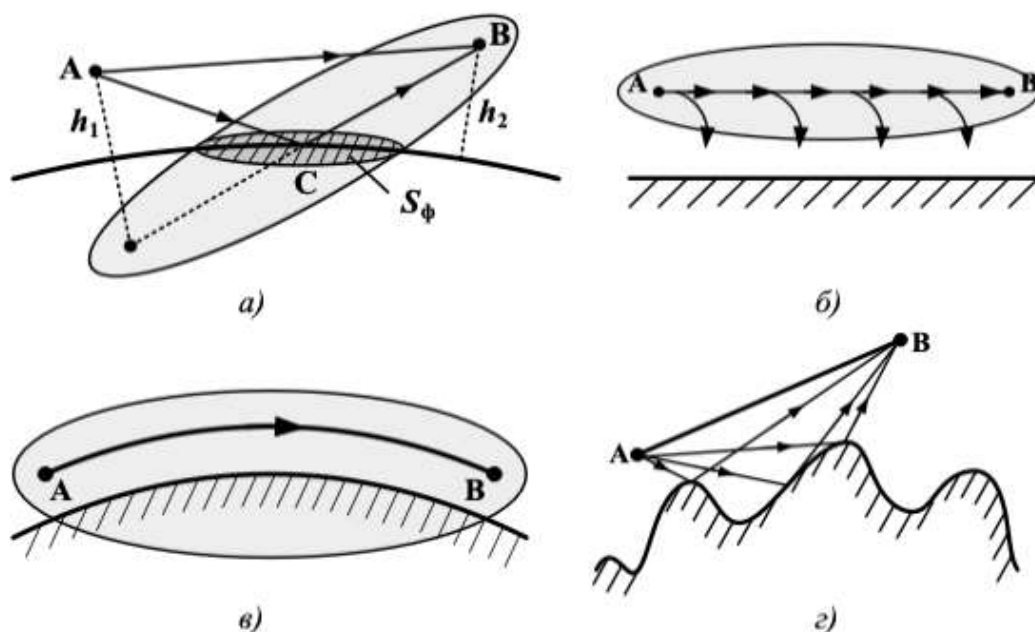


Рис. 1.4 – Основні моделі радіотрас земних радіохвиль:
 а – поширення в межах прямої видимості; б – поширення над плоскою землею; в – поширення за рахунок дифракції; г – поширення над нерівною поверхнею Землі.

До *тропосферних хвиль* відносять радіохвилі, які поширюються за рахунок розсіяння на неоднорідностях тропосфери (рис. 1.5, а) або внаслідок утворення тропосферного хвилеводу (рис. 1.5, б).

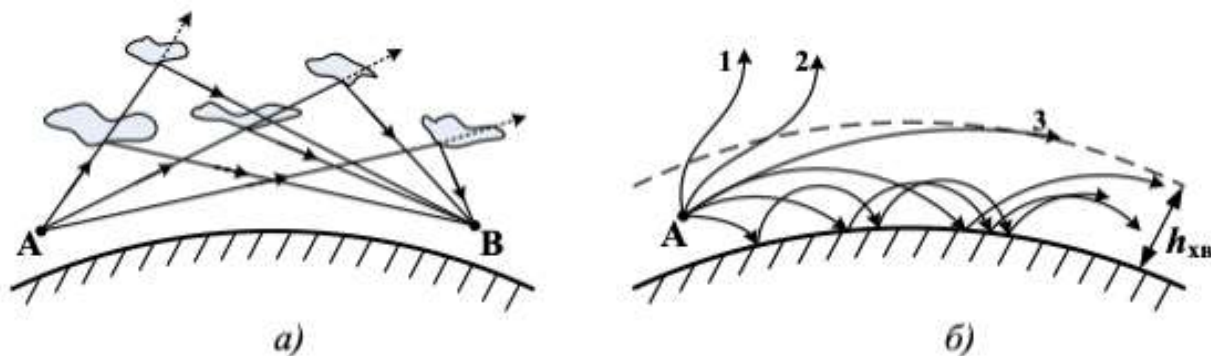


Рисунок 1.5 – Поширення тропосферних радіохвиль:
 а – розсіяння в тропосфері; б – тропосферний хвилевід

Розсіяння хвиль у тропосфері зумовлене наявністю неоднорідних за діелектричною проникністю локальних утворень. Коефіцієнт заломлення в неоднорідностях відрізняється від середнього значення у 10^{-6} , що призводить до виникнення хвиль, що розсіюються. При певних значеннях розмірів неоднорідностей та їх висотах розташування хвилі, що розсіюється надходять до приймальної антени В і дозволяють встановити зв'язок на відстанях до 700-800 км у сантиметровому або дециметровому діапазонах.

Ефект *хвилевідного поширення* радіохвиль при розрахунку рівня корисного сигналу, як правило, не враховується. Але при розрахунку рівня завад цей ефект

треба враховувати, бо імовірність виникнення хвилеводів між поверхнею Землі та іоносферно-тропосферними шарами доволі велика.

Нарешті, хвилі, на траєкторію поширення яких і на їхню структуру впливає іонізований газ верхніх шарів атмосфери відносять до *іоносферних хвиль*. З них передусім відокремлюють радіохвилі, що відбиваються від шарів іоносфери. Це найчастіше хвилі, довжина (λ) яких перевищує 10 метрів. Траєкторії радіопроменів в іоносфері для різних довжин хвиль наведені на рисунку 1.6.

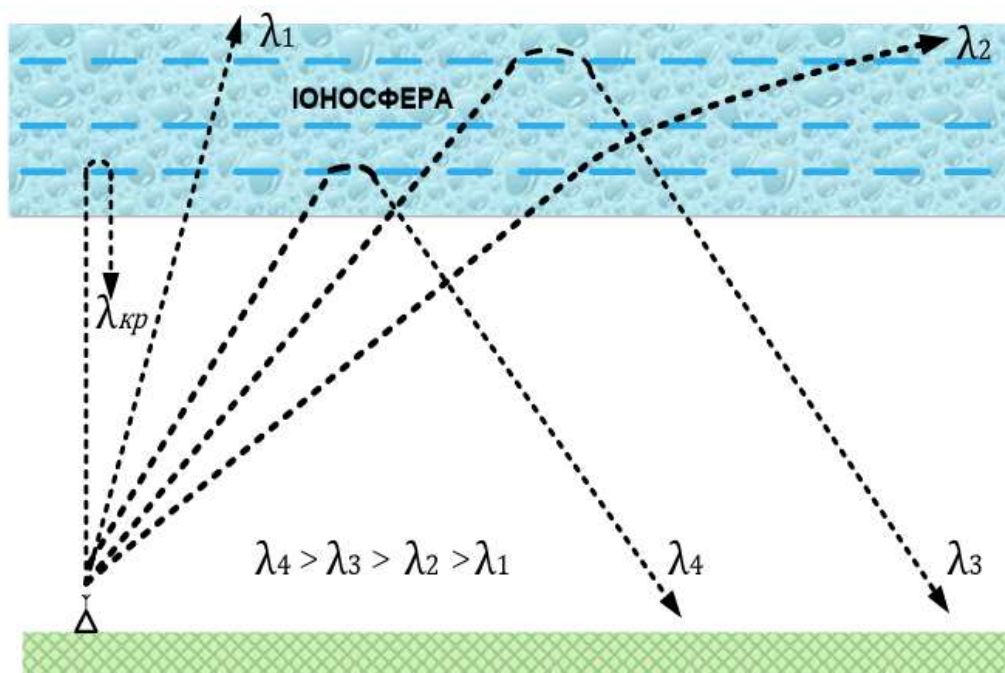


Рисунок 1.6 – Траєкторії радіопроменів в іоносфері для різних довжин хвиль

В таблиці 1.1 наведено зведені дані про види поширення радіохвиль, дальність їх дії, використання смуг частот і можливі рівні завад для діапазонів частот від ДНЧ до ВВЧ.

Розглянемо особливості діапазону УКХ (метрові та дециметрові хвилі, 30 МГц...3 ГГц), який найчастіше використовується для рухомого радіозв'язку. У цьому діапазоні частот, за винятком найнижчої межі смуги, для наземного (сухопутного) зв'язку поширення радіохвиль за рахунок іоносферного відбиття не відбувається. Вплив погоди обмежується явищами надрефракції та хвилеводного поширення, які можуть бути причиною інверсії нормального градієнта індексу рефракції в атмосфері. Іншими істотними відхиленнями від поширення у вільному просторі є тропосферне розсіювання та дифракція, що виникають під впливом завад на трасі поширення, зокрема й опуклістю Землі, дифракцією на рельєфі місцевості та будівлях.

Залежно від конкретних умов поширення радіохвиль для оцінювання втрат при поширенні радіохвиль можуть використовуватися такі дані:

- *послаблення радіохвиль у вільному просторі* (за певних умов достатньо припустити, що корисний сигнал послаблюється лише через поширення у вільному просторі);
- *дифракція навколо гладкої поверхні Землі* (для прогнозування рівня корисного сигналу на відстанях, що перевищують відстань прямої видимості, необхідно враховувати кривизну Землі);
- *поширення радіохвиль у конкретних регіонах світу або над земною поверхнею з певним ступенем нерівності* (в Рекомендаціях МСЕ-Р Р.1546-6 (30 МГц-4000 МГц), МСЕ-Р Р.528-5 наведено криві для різних радіослужб діапазонів частот, регіонів світу та висот антен);
- *поширення радіохвиль у міській місцевості* (ця модель ґрунтується частково на Рекомендації МСЕ-Р Р.529 і використовує формулу Окамура-Хата для розрахунку послаблення залежно від відстані, еквівалентної висоти передавальної антени, частки (у відсотках) забудованої території навколо місця приймання, типу траси та ступеня нерівності земної поверхні);
- *іоносферне поширення* (у певні пори року та час доби режими іоносферного поширення, такі як поширення через спорадичний шар *E*, можуть забезпечувати поширення радіохвиль на великі відстані на частотах близько 70 МГц, які розглянуто в Рекомендації МСЕ-Р.Р534).

Може знадобитися врахування інших механізмів поширення, що можуть призвести до виникнення завад. Ці механізми включають у себе такі явища, як *іоносферне поширення, хвилевідне поширення та надрефракцію*, які розглядаються в Рекомендаціях МСЕ-Р Р.834 та Р.452.

В Рекомендації МСЕ-Р Р.1546 використовується метод розрахунку для радіослужб мовлення на основі експериментальних кривих поширення, що подають значення напруженості поля у смугах ДВЧ (30...250 МГц) та НВЧ (250 МГц...1 ГГц) як функції протяжності траси для різних ефективних висот передавальної антени на наземних і морських трасах та для 1-50% часу. Усі криві відповідають висоті приймальної антени $h_2=10$ м, а криві для наземних трас відповідають нерівності місцевості $\Delta h=50$ м, що зазвичай застосовується в розрахунках для умов типової нерівної місцевості. Ефективну висоту антени необхідно визначати згідно з Рекомендацією МСЕ-Р Р341.

Таблиця 1.1 – Дані по видах поширення радіохвиль

Діапазон	Частота	Вид	Дальність	Ширина	Дальність дії завад	Використання розповсюдження полоси
ДНЧ (дуже низькі частоти)	3–30 кГц	хвилевідний	декілька тисяч км	дуже обмежена	дуже велика	на світовому рівні, радіонавігаційний та стратегічний зв'язок на великих відстанях
НЧ (низькі частоти)	30-300 кГц	земна хвиля, іоносферна хвиля	декілька тисяч км	дуже обмежена	дуже велика	радіонавігаційний та стратегічний зв'язок на великих відстанях
СЧ (середні частоти)	0,3-3 МГц	земна хвиля, іоносферна хвиля	декілька тисяч км	середня	дуже велика	зв'язок двох пунктів між собою на середній відстані, морський рухомий зв'язок
ВЧ (високі частоти)	3-30 МГц	іоносферна хвиля	до декількох тисяч км	широка	дуже велика	зв'язок двох пунктів між собою на великих та коротких відстанях, глобальне радіомовлення, рухомий зв'язок
ДВЧ (дуже високі частоти)	30-300 МГц	просторова хвиля, тропосферне розсіювання, дифракція	до декількох сотень км	дуже широка	обмежена	зв'язок пункту з пунктом на короткі і середні відстані, рухомий зв'язок, локальні мережі, теле- та радіомовлення, професійний зв'язок
УВЧ (ультра високі частоти)	0,3-3 ГГц	просторова хвиля, тропосферне розсіювання, дифракція, в межах прямої видимості	до 100 км, земля-космос	дуже широка	обмежена	зв'язок пункту з пунктом на короткі і середні відстані, рухомий зв'язок, локальні мережі, теле- та радіомовлення, професійний зв'язок, супутниковий зв'язок
НВЧ (надвисокі частоти)	3-30 ГГц	в межах прямої видимості	до 30 км; земля – космос	дуже широка, до 1 ГГц	зазвичай обмежена	зв'язок пункту з пунктом на короткі відстані, локальні мережі, супутниковий зв'язок
ВВЧ (вкрай високі частоти)	30-300 ГГц	в межах прямої видимості	до 20 км; земля – космос	дуже широка, до 10 ГГц	зазвичай обмежена	зв'язок пункту з пунктом на короткі відстані, мікро-стільникові мережі, локальні мережі та персональний зв'язок, супутниковий зв'язок

Моделі поширення радіохвиль діапазону ультрависоких частот

Інтерес до цих моделей пояснюється передусім необхідністю розв'язання завдань частотно-територіального планування мереж радіозв'язку (найчастіше – мобільного, що стрімко розвивається) на основі прогнозування можливих зон обслуговування та взаємозавад у мережах.

Для передбачення втрат на трасі поширення застосовують дві групи методів – *детерміновані* та *статистичні*. При цьому моделі можуть бути плоскими та об'ємними (тривимірними у просторі).

Прогноз – імовірне судження, висловлене на підставі спеціальних розрахунків. Для зменшення просторової невизначеності прогнозу спираються не на гіпотетичне розміщення випромінювачів та приймачів, а на реальний стан середовища.

Прогноз “покриття зони” електромагнітним полем випромінювачів визначається як імовірнісне судження про виконання вимог до якості функціонування системи. Якщо обмежуватися лише енергетичною моделлю в радіолініях, то характер флуктуації амплітуди напруженості поля можна оцінювати медіанним значенням рівня поля, середньоквадратичним відхиленням його флуктуації та параметром, що характеризує наявність (зв'язаність системи) або відсутність умов прямої видимості між антенами під час ПРХ.

Детерміновані методи прогнозування якості зв'язку (або, коли йдеться про ЕМС, рівня радіозавад) базуються на врахуванні двох чинників впливу завад на трасі ПРХ, а також впливу місцевих умов.

Завади апроксимуються геометричними фігурами, такими як паралелепіпед, пів нескінченна парабола, конус, циліндр, клин, призма тощо. При розрахунках кожній фігурі відповідає різна точність та швидкість розрахунку загасання електромагнітного поля. Найменшу точність за найвищої швидкості дає апроксимація завади клином.

Детерміновані методи розрахунку загасання в радіолініях УКХ діапазону передбачають побудову профілю траси радіозв'язку, який може бути виконаний відповідно до Рекомендації МСЕ-Р Р.452.

Статистичні методи ґрунтуються на тривалому вивченні умов поширення сигналу в реальних умовах. Закономірності, виведені на основі відповідних вимірювань, дають уявлення про залежність втрат від відстані за тих чи інших стандартних умов, кількість яких скінченна.

Статистичні методи найчастіше застосовуються для розрахунку втрат на трасі поширення в умовах міста, тоді як детерміновані методи найбільш придатні тоді, коли траса пролягає по дуже нерівній місцевості з завадами великого розміру.

В даний час найбільш повною моделлю для прогнозування напруженості поля у системах рухомої радіослужби є рекомендація МСЕ-Р Р.1546. Медіанне значення напруженості поля визначається з “кривих поширення” (Рекомендації МСЕ-Р Р.1546-6 “Метод прогнозування “точка-зона” для наземних служб у діапазоні частот від 30 МГц до 4000 МГц”), які являють собою функціональну

залежність напруженості поля від дальності зв'язку за певних параметрів радіомереж:

$$E = E(f, r, h_1, h_{ac}, t), \quad (1.6)$$

де f – частота (смуга частот);

r – відстань між антенами випромінювача та приймача;

h_1 – ефективна висота антени випромінювача;

t – відсоток часу, протягом якого напруженість поля перевищує прогнозований рівень.

В рекомендації МСЕ-Р Р.1546 наведено сімейство кривих напруженості поля поширення радіохвиль для частот 100, 600, 2000 МГц, для потужності передавача 1 кВт при використанні напівхвильового вібратора в якості антени. Криві відповідають різним висотам підвісу передавальної антени (h_1) при висоті розміщення приймальної антени 10 м. Для висот, що відрізняються від прийнятих, застосовується лінійна апроксимація кривих. Криві побудовані для сухопутних трас в умовах середньопересіченої місцевості з перепадом висот $\Delta h=50$ м. Якщо значення робочих частот радіомереж у смугах 30-4000 МГц відрізняються від значень, прийнятих при побудові цих графіків, то використовують відповідні поправочні коефіцієнти, які визначають шляхом інтерполяції або екстраполяції значень напруженості поля для кривих на частотах, наведених у рекомендації.

Приклад кривих напруженості електричного поля для 50 % відсотків часу на сухопутній трасі протяжністю до 1000 км в діапазоні UHF (600 МГц) для різних висот антен передавача над рівнем рельєфу місцевості при потужності передавача $P_{\text{ПЕР}} = 1$ кВт зображені на рис. 1.7. Верхня крива ($E_{\text{МАКС}}$) вказує на рівень сигналу при поширенні у вільному просторі.

Впровадження стільникових мереж рухомого радіозв'язку стимулювало дослідження та розробку методів розрахунку рівнів сигналів в умовах міської забудови. Однією з перших була запропонована модель Окамура, яка розроблена на основі багаторічних експериментальних досліджень поширення радіохвиль у м. Токіо. Графоаналітичний метод розрахунку за моделлю Окамура створює певні незручності. Емпіричні формули, які апроксимують криві Окамура, були запропоновані Хата та отримали назву моделі Окамура-Хата. Формули спеціально підібрані для умов розповсюдження радіохвиль у різних територіальних зонах: місто, замська зона, сільська місцевість. Ця модель увійшла до складу рекомендації МСЕ-Р Р.529 для прогнозування напруженості поля в наземному сухопутному рухомому радіозв'язку.

600 MHz, land, 50% time

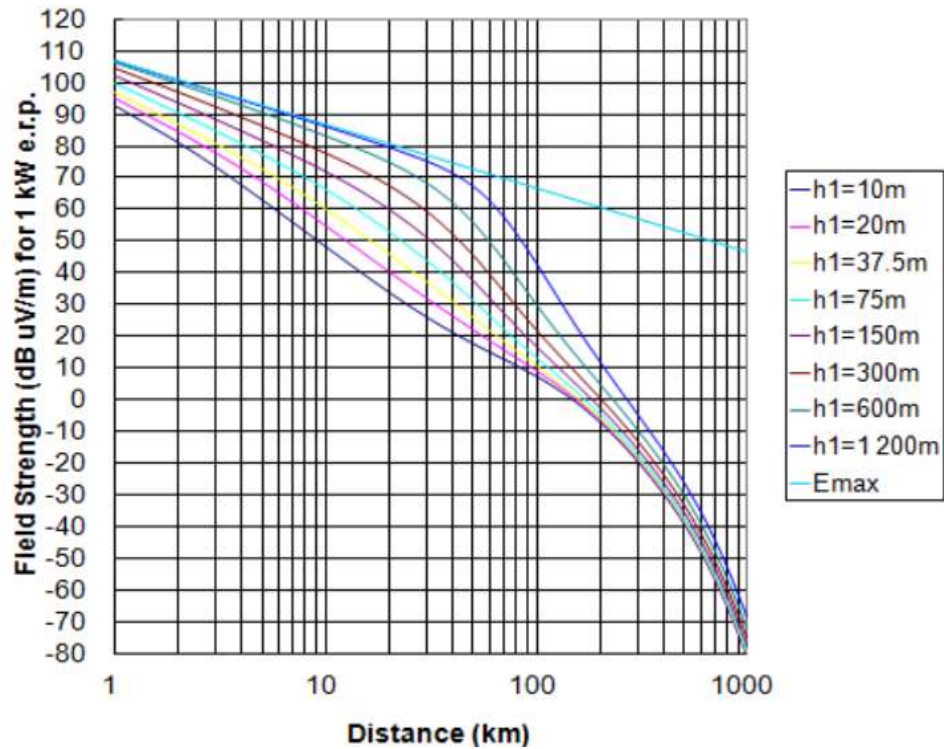


Рисунок 1.7 – Криві напруженості поля для діапазону UHF

Модель Окамура базувалася на великому обсязі експериментальних графіків залежності медіанного значення загасання L від даних, які є вихідними для проєктування на частотах 100...1300 МГц при висотах підвісу стаціонарних антен $h_1=20\text{...}1000$ м та мобільних – $h_2=1\text{...}10$ м на відстанях між ними $r=1\text{...}100$ км. Рельєф місцевості передбачається при цьому характерним для приміської зони, середнього за розміром міста та мегаполісу.

Модель Хата є найбільш універсальною статистичною моделлю для прогнозування втрат сигналу за різних умов. Вона ґрунтується на аналітичній апроксимації результатів практичних вимірювань. Набір емпіричних формул та поправочних коефіцієнтів, отриманий у результаті такої апроксимації, дає змогу обчислити середні втрати для різних типів місцевості [10].

В районах із типовою міською забудовою (*typical urban*) втрати становлять:

$$L_{\text{urban}}=69,55+26,16\lg f-13,82\lg h_1+(49,9-6,55\lg h_1)\lg r+a(h_2)+a(v_r)+a(b)+a(h_1,f), \quad (1.8)$$

де f – робоча частота, МГц;

h_1 і h_2 – висоти розміщення відповідно передавальної і приймальної антен, м;

r – відстань між ними, км;

$a(h_2)$ – поправочний коефіцієнт, що залежить від типу місцевості.

Для малих і середніх міст $a(h_2) = (1,1 \lg f - 0,7)h_2 - 1,56 \lg f + 0,8$
 Для великих міст $a(h_2) = 8,29(\lg 1,54h_2)^2 - 1,1$ якщо $f < 200$ МГц
 $a(h_2) = 3,2(\lg 1,75h_2)^2 - 4,97$ якщо $f > 200$ МГц

$a(v_r)$ – коефіцієнт, що враховує характер місцевості:

$$a(v_r) = (1 - v_r)[(1 - 2v_r)\gamma_1 + 4v_r\gamma_2]$$

$v_r = 0$ (для сільської місцевості), $v_r = 0,5$ (приміська зона), $v_r = 1$ (місто).

γ_1 та γ_2 - допоміжні коефіцієнти: $\gamma_1 = 4,78(\lg f)^2 - 18,33 \lg f + 40,94$;

$$\gamma_2 = 2[\lg(f/28)^2 + 5,4]$$

$a(b)$ – коефіцієнт, що залежить від щільності b міської забудови

$$a(b) = 25 \lg b - 30$$

$a(h_1, f)$ – коефіцієнт, що враховує сферичність Землі.

Втрати для типових приміських районів (*typical suburban*), дБ

$$L_{suburban} = L_{urban} - 2 \lg(f/28)^2 - 5,4$$

Для напіввідкритої місцевості

$$L_{suburban} = L_{urban} - 4,78 \lg(f)^2 + 18,33 \lg(f) - 35,94$$

Для відкритої, сільської місцевості (*rural*)

$$L_{suburban} = L_{urban} - 4,78 \lg(f)^2 + 18,33 \lg(f) - 40,94.$$

Наведені формули забезпечують задану точність для $f = 100 \dots 3000$ МГц, $h_1 = 25 \dots 300$ м; $h_2 = 1 \dots 10$ м; $r = 1 \dots 100$ км.

Щільність міської забудови передбачається 3-50% (найбільш імовірно значення становить близько 16%), а ступінь урбанізації – від 0 до 1.

Залежності значення втрат L_{urban} , отримувані в результаті використання моделі Хата, від відстані r , частоти наведено на рис. 1.8.

Використовуються аналогічні залежності для інших смуг частот (1800 МГц) та для інших висот антен (50 м, 100 м).

Програмна реалізація моделі Хата не становить труднощів, оскільки функція містить усього п'ять аргументів:

- 1) середню частоту, МГц;
- 2) висоту встановлення передавальної антени, м;
- 3) відстань між передавальною та приймальною антенами, м;
- 4) тип місцевості, де відбувається ПРХ;
- 5) висоту встановлення приймальної антени, м.

Модель Хата не охоплює всіх результатів, що їх здобув Окамура, і може бути застосована тільки для “квазіплоського” міста (з урахуванням обмежень моделі Хата). Моделі Окамура і Хата зафіксовано в документах МСЕ-Р Р.529.

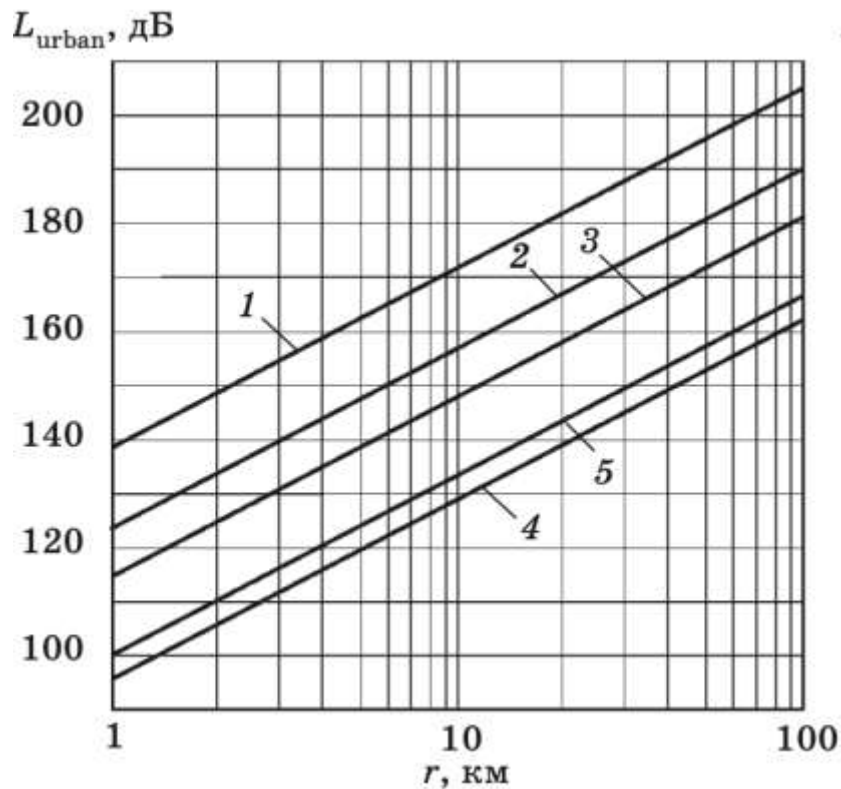


Рисунок 1.8 – Графіки залежності втрат L_{urban} , обчислених згідно з моделлю Хата, від відстані r для частоти 900 МГц, для висоти встановлення антени базової станції 50 м та різних типів місцевості:
 1 - усередині міських будівель; 2 - міська місцевість; 3 - приміська місцевість; 4 - відкрита місцевість; 5 - сільська місцевість

Асоціація телекомунікаційної промисловості (TIA) рекомендувала модифікувати модель *Hata*, щоб охопити більш ширший діапазон вхідних параметрів і відстаней. Модель відома як **модель Hata-Davidson** і враховує поправки для відстаней до 300 км і висот підвісу антен передавачів – до 2500 м. Це було опубліковано в TSB-88A. Формули моделі Хата-Девідсона для розрахунку втрат такі:

$$L_{HD} = L_{Hata} + A(h_1, d_{[км]}) - S_1(d_{[км]}) - S_2(h_1, d_{[км]}) - S_3(f_{[МГц]}, d_{[км]}) - S_4(f_{[МГц]}, d_{[км]}), \quad (1.9)$$

де $L_{Hata} = 69,55 + 26,16 \cdot \lg f_{[МГц]} - 13,82 \cdot \lg h_{1[M]} - a(h_2) + (44,9 - 6,55 \cdot \lg h_{1[M]}) \lg d_{[км]}$,
 $a(h_2)$ – поправочний коефіцієнт для висоти встановлення антени абонентської станції:

$$a(h_2) = \begin{cases} (1,1 \lg f_{\text{[МГц]}} - 0,7) \cdot h_2 - (1,56 \lg f_{\text{[МГц]}} - 0,8) & \text{— для середнього та малого міста,} \\ & \text{квазівідкритої та відкритої місцевості;} \\ 8,29 (\lg(1,54 \cdot h_2))^2 - 1,1 & \text{— для великого міста та } f_c \leq 300 \text{ МГц *;} \\ 3,2 (\lg(11,75 \cdot h_2))^2 - 4,97 & \text{— для великого міста та } f_c > 300 \text{ МГц *;} \end{cases}$$

де f – несуча частота (30-1500 МГц);

h_1 – висота розміщення антени базової станції над середньою місцевістю (НААТ) (20-2500 м);

h_2 – висота розміщення антени абонентської станції (1-10 м);

d – це відстань від передавача (1-300 км);

Перший вираз застосовують для середнього та малого міста, квазівідкритої та відкритої місцевості, другий – для великого міста та $f_c \leq 300$ МГц *, третій – для великого міста та $f_c > 300$ МГц*; * – в деяких публікаціях замість 300 МГц використовують інші номінали частот.

A і S_1 – це коефіцієнти, які розширюють максимальне значення відстані d до 300 км (табл.1.2);

Таблиця 1.2 – Значення коефіцієнтів A та S_1

Відстань d , км	$A(h_{1[M]}, d)$	$S_1(d)$
$d < 20$	0	0
$20 \leq d < 64,38$	$0,6237 (d-20) \cdot [0,5+0,15 \lg(h_1/121,92)]$	0
$64,38 \leq d < 300$	$0,6237 (d-20) \cdot [0,5+0,15 \lg(h_1/121,92)]$	$0,174(d-64,38)$

S_2 – це поправочний коефіцієнт, що збільшує максимальне значення висоти h_1 до 2500 м:

$$S_2(h_{1[M]}, d_{\text{[км]}}) = 0,00784 |\lg(9,98/d)| (h_1 - 300) \text{ для } h_1 > 300;$$

S_3 і S_4 – поправочні коефіцієнти, які розширюють робочу частоту:

$$S_3(f_{\text{[МГц]}}) = f_{\text{[МГц]}} / 250 \cdot \lg(1500/f_{\text{[МГц]}}),$$

$$S_4(f_{\text{[МГц]}}) = [0,112 \lg 10(1500/f_{\text{[МГц]}})] (d_{\text{[км]}} - 64,38) \text{ для } d_{\text{[км]}} > 64,38.$$

Напруженість поля розраховується по наступній формулі:

$$E_{\text{[дБмкВ/м]}} = ERP_{\text{[дБВт]}} - L_{\text{HD[дБ]}} + 20 \lg f_{\text{[МГц]}} + 109,35, \quad (1.10)$$

де: $ERP_{\text{[дБВт]}} = P_{\text{Tx[дБВт]}} + G_{\text{ант[дБ]}}$ – ефективна потужність, що випромінюється;

P_{Tx} – потужність передавача;

$G_{\text{ант}}$ – коефіцієнт підсилення антени у напрямку кореспондента.

Існують інші моделі, область застосовності яких обмежується різними факторами, такими як діапазон частот, висота розміщення антен, відстань між

абонентами, параметри забудови, орієнтацією вулиць, наявністю лісу або парку тощо. Найбільш відомими є моделі Кся-Бертоні (*Xia-Bertoni*), Уолфіша-Ікегамі (*Walfisch-Ikegami*), Сакагамі-Кубої, Альсбрука-Парсона, Бардіна-Димовича, *ITU Indoor* тощо

Практично всі моделі дозволяють додатково врахувати втрати на проникнення енергії хвиль у будівлі та автомобілі. Наприклад, орієнтовне значення втрат для частоти 1800 МГц на проникнення радіосигналу в будівлю становить приблизно 15 дБ, а в автомобіль – 8 дБ.

Статистичні моделі потребують незначного обсягу картографічної інформації, а відповідні алгоритми доволі прості, тож вони легко реалізуються програмно. Але статистичні моделі не дають результатів, що гарантували б упевнене приймання в межах зони обслуговування із заданою якістю: в деяких місцях протягом певної частки часу рівні напруженості поля можуть бути недостатніми для прийнятної якості приймання. Зі статистичних моделей найбільш універсальними є модель Окамура-Хата, яка дає змогу оцінити медіанне значення втрат для великих і середніх міст, а також приміської зони і сільських районів, та модель Кся-Бертоні, яка забезпечує точніші результати для умов міста і невеликих відстаней.

В даний час для вирішення практичних завдань прогнозування рівнів сигналів у каналах радіозв'язку різного призначення найбільш широко використовують моделі Введенського, Окамура-Хата та методику розрахунку за рекомендацією МСЕ-Р Р.1546, яка є базовою.

На рис. 1.9 наведено результати розрахунків напруженості поля (E дБмкВ/м) за найбільш поширеними моделями для частоти $f=100$ МГц при встановленні антени стаціонарної радіостанції на висоті $h_1=20$ м та антени рухомої приймальної радіостанції $h_2=10$ м при потужності передавача 1 кВт та використанні напівхвильових вібраторів для передавальної та приймальної антен.

Розрахунок базових втрат лінії радіозв'язку у різних типах середовищ передбачає моделювання трас поширення радіохвиль і/або прогнозування рівня сигналу (напруженості поля сигналу) на заданій відстані від передавача, а також прогнозування зміни рівня сигналу залежно від ситуації на трасі (в середовищі) за відомими експериментально отриманими даними. Формули та моделі для розрахунку базових втрат поширення радіохвиль, які характеризують різні механізми поширення радіохвиль у різних типах середовищ наведені у Додатку 3 до Методики здійснення розрахунків електромагнітної сумісності [15].

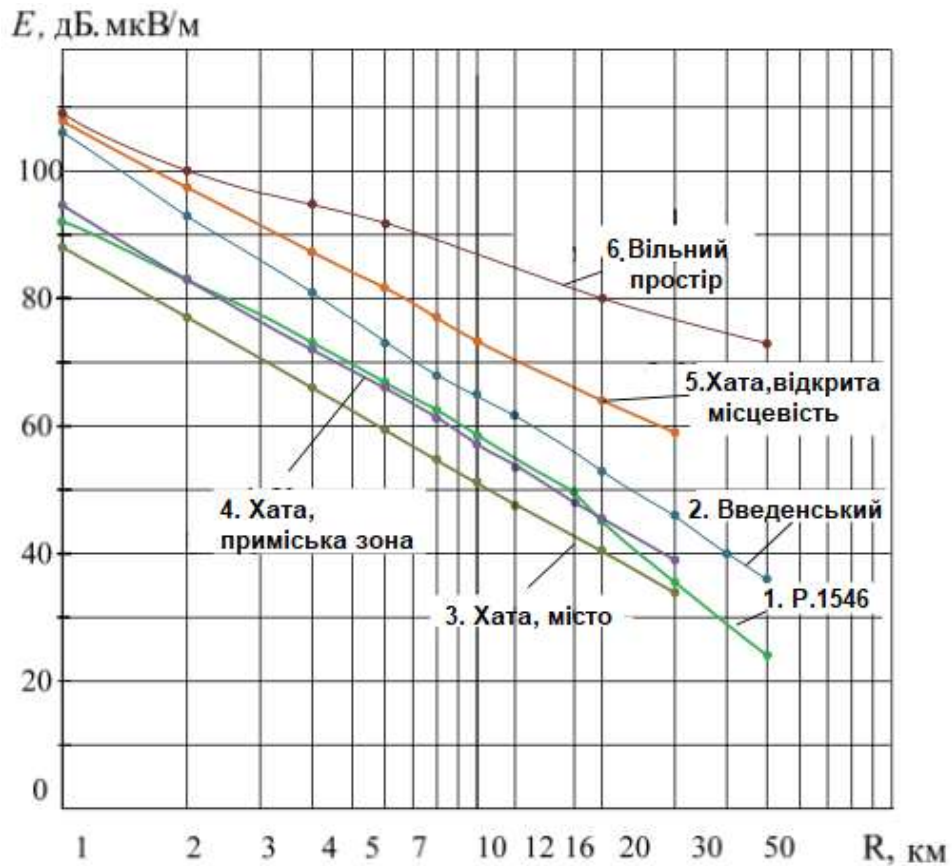


Рисунок 1.9 – Залежність напруженості поля від відстані для різних моделей поширення радіохвиль

Важливими рекомендаціями є наступні:

1) прояв різних механізмів поширення радіохвиль на трасі відповідного типу залежить від кліматичних умов, частоти, розглядуваного відсотка часу, довжини і топографічних характеристик траси;

2) на трасах у реальному середовищі одночасно можуть проявлятися декілька механізмів поширення радіохвиль.

У розрахунках базових втрат лінії радіозв'язку для визначеного механізму поширення радіохвиль і траси відповідного типу використовуються положення таких Рекомендацій МСЕ-Р:

1) у розрахунках базових втрат поширення радіохвиль у вільному просторі – положення Рекомендації МСЕ-Р Р.525;

2) у розрахунках базових втрат поширення радіохвиль на трасах прямої видимості – положення Рекомендації МСЕ-Р Р.530;

3) у розрахунках базових втрат поширення радіохвиль на трасах з дифракцією радіохвиль – положення Рекомендації МСЕ-Р Р.526;

4) у розрахунках базових втрат поширення радіохвиль між близько розташованого радіообладнання, яке працює у смузі частот від 300 МГц до 100 ГГц – положення Рекомендації МСЕ-Р Р.1411;

5) у розрахунках базових втрат поширення радіохвиль між радіообладнанням, розташованими всередині приміщень і радіообладнання локальних зонних радіомереж, які працюють у смузі частот 0,9-100 ГГц – положення Рекомендації МСЕ-Р Р.1238.

Для прогнозування втрат поширення радіохвиль між джерелом і рецептором *корисного сигналу* використовуються графіки для 50% часу і 50% місць розташування. Під час прогнозування базових втрат поширення радіохвиль між джерелом і рецептором *радіозавод* використовуються графіки для 10% часу і 50% місць розташування.

Для отримання більш точних результатів прогнозування базових втрат лінії радіозв'язку між джерелом і рецептором радіозаводи виконується з урахуванням положень Рекомендації МСЕ-Р Р.452.

Модель нерегулярного рельєфу Лонглі-Райса

Якщо траса поширення радіохвиль включає різні характерні зони (освітленості, півтіні та/або тіні), то розрахунок втрат поширення радіохвиль необхідно проводити по різним методам із використанням емпіричних, напівдетермінованих та детермінованих моделей. Для проведення таких розрахунків потрібно враховувати дані стосовно рельєфу місцевості, електричні параметри поверхні, рослинність, географічний регіон (стан тропосфери) та ін. Зручно мати таку методику визначення втрат ПРХ, яка була б універсальна та придатна для комп'ютерного моделювання.

Така модель була розроблена Лонглі і Райсом та отримала назву “Модель нерегулярного рельєфу” (*Irregular Terrain Model – ITM*). Метод нерегулярного рельєфу (*ITM*) Лонглі-Райса (*LR*) [12-14] використовується при прогнозуванні втрат радіосигналів для ліній зв'язку в діапазоні частот від 20 МГц до 20 ГГц. Вона була створена вченими Анітою Лонглі та Філом Райсом з тодішньої Центральної лабораторії поширення радіохвиль у Боулдері (штат Колорадо) для потреб частотного планування телевізійного мовлення в Сполучених Штатах у 1960-х роках і широко використовувався при складанні таблиць розподілу каналів для мовлення VHF/UHF та досі використовується в цих цілях Федеральною комісією зі зв'язку. Вона визначає послаблення радіосигналу в порівнянні із поширенням у вільному просторі з використанням профілів місцевості залежно від дальності, безпосередньо враховуючи три основні механізми поширення:

- 1) інтерференцію на лінії прямої радіовидимості;
- 2) дифракцію на нерегулярному рельєфі місцевості;
- 3) тропосферне розсіювання.

Втрати в радіоканалі (L) визначаються як сума втрат у вільному просторі (L_0) та додаткових втрат реальної траси поширення радіохвиль (L_{LR}), розрахованих за даним методом:

$$L = L_0 + L_{LR}, \text{ дБ} \quad (1.11)$$

Втрати у вільному просторі (L_0) розраховуються згідно Рекомендації МСЕ–Р Р.525-4 по формулі (1.4).

Прогнози втрат сигналу для трас у межах радіогоризонту засновані на геометрооптичній теорії променів (двопроменевої теорії) і використовують інтерференційні формули з урахуванням рельєфу місцевості та рефракції. Радіохвиля, що відбивається від ділянок рельєфу місцевості, може прийти в точку приймання кількома траєкторіями. Тобто в цьому випадку спостерігається багатопроменеве поширення радіохвиль. Суттєве значення мають характеристики не тільки зон, що прилегли до місць розташування антен та зон відбиття (розмір, форма та рельєф ділянки місцевості), а також їх електричні параметри (діелектрична проникність та провідність ґрунту, наявність та тип рослинності).

Зона дифракції передавача простягається від відстані, що відповідає лінії прямої видимості, де просвіт траси становить 60% радіуса першої зони Френеля, до відстані, що знаходиться далеко за межами горизонту передавача, де переважає механізм тропосферного розсіювання. Для трас із загальним горизонтом застосовується теорія дифракції Френеля-Кірхгофа на клиноподібній заваді, яка розширюється для прогнозування дифракційного загасання над ізольованими округлими завадами. Для трас подвійного горизонту, які лише трохи виходять за обрій, використовується модифікований метод Ван дер Поля-Бреммера для розрахунку напруженості поля в дальній дифракційній області [16].

Для розробки емпіричної моделі довгострокових медіанних еталонних значень втрат сигналу при тропосферному поширенні використовувалася велика вибірка радіоданих регіональних, сезонних та добових змін для декількох кліматичних регіонів і періодів часу.

Для загоризонтних трас – ділянок, що знаходяться за межами радіогоризонту, значення втрат визначаються або втратами при дифракції, або втратами при тропосферному розсіюванні, залежно від того, що з них менше. Приклад геометрії загоризонтної траси, який використовуються в Рекомендації МСЕ-Р [18] та у методиці Лонглі-Райса наведений на рис. 1.10.

Оскільки модель Лонглі-Райса є емпірична, то для розрахунку втрат радіосигналу для фактичної довжини реальної траси враховують задані

користувачем *відсоток часу*, *відсоток території*, де забезпечується радіопокриття, а також *відсоток ситуацій*.

Застосування моделі Лонглі-Райса, яка базується на теорії електромагнітного поля (рефракція, інтерференція, дифракція), а також на емпіричних моделях, які розроблені екстраполяцією даних багаточисельних вимірювань у широкому діапазоні рельєфу та кліматичних умов вручну обтяжливе, або не можливе навіть для однієї радіолінії точка-точка. Тому авторами [12, 13] модель Лонглі-Райса була оптимізована для *комп'ютерного моделювання*, яка у тому числі реалізує об'єднання результатів розрахунків втрат для різних інтервалів радіотраси різними методами.

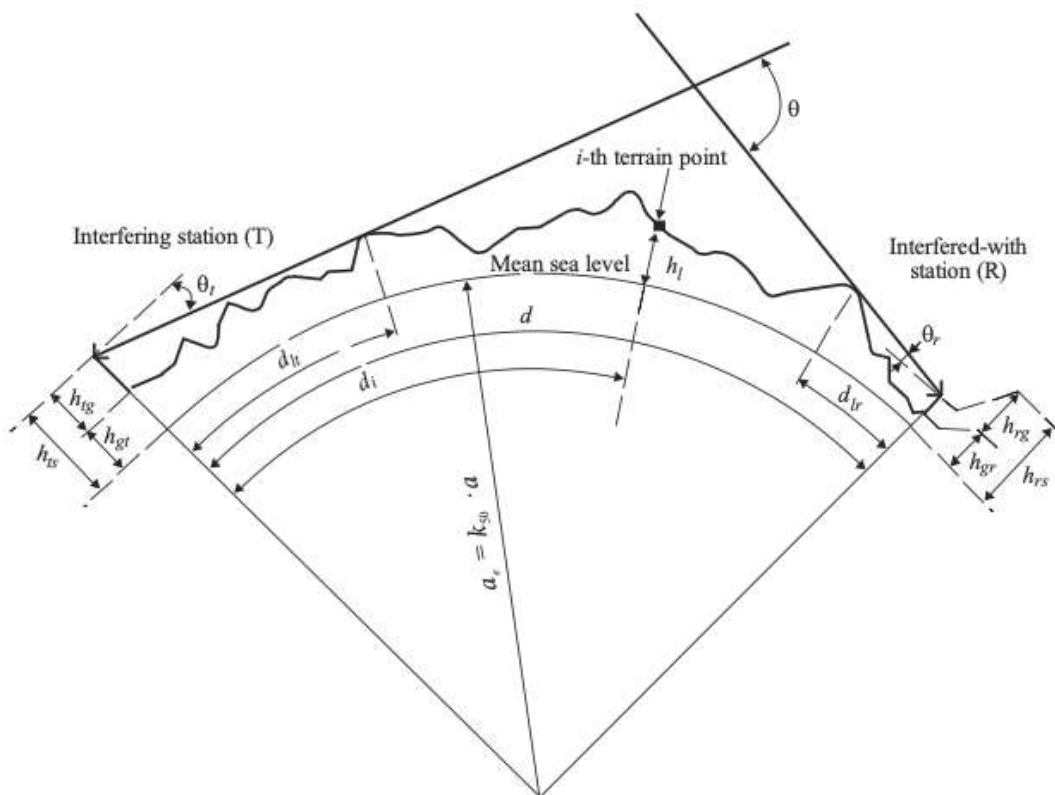


Рисунок 1.10 – Приклад профілю загоризонтної траси

Модель Лонглі-Райса де-факто є індустріальним стандартом розрахунку зон радіопокриття в Північній Америці.

Об'єктивну оцінку достовірності результатів, які отримані по різним моделям, можуть надати натурні випробування та порівняння експериментальних вимірювань напруженості поля з результатами моделювання. В [22] наведені порівняння експериментальних вимірювань напруженості поля, які зроблені портативним аналізатором спектру Rohde & Schwarz FSH-3, з результатами моделювання, отриманими з використанням моделі прогнозування покриття *ITM*, також відомої як модель

Longley-Rice, у поєднанні з географічними даними *SRTM (Satellite Radar Topography Mission* – цифрової моделі висот Землі із даних, отриманих спеціально модифікованою радарною системою місії супутникової радіолокаційної топографії) [21], з прогнозами поширення радіохвиль по Рекомендації МСЕ–Р Р.1546 та емпіричною моделлю Хата-Девідсона [28] з використанням *НААТ* (висоти центру випромінювання антени над середньою висотою місцевості) для цифрового телевізійного мовлення стандарту *DVB-T*.

Були зроблені наступні **висновки**:

1. Криві поширення в Рекомендації МСЕ-Р Р.1546-6 є дуже точними для коротких відстаней (менше 50 км), але ця модель стає все більш неточною для великих відстаней, сильно занижуючи потужність отриманого сигналу.
2. Модель Хата-Девідсона, що використовує *НААТ*, хоча й досить проста у реалізації та базується на аналітичних наближених рівняннях, є достатньо точною та в середньому дозволяє отримати кращі результати ніж модель МСЕ-Р Р.1546-6.
3. Моделі МСЕ–Р Р.1546 і *Hata-Davidson* демонструють збільшення похибки на великих відстанях.
4. Модель Лонглі-Райса, що використовує інформацію про рельєф місцевості (цифрові карти висот) та електричні характеристики поверхні (включаючи рослинність) Землі є більш точнішою, а її результати наближаються до даних реальних вимірювань.

Моделі ПРХ були реалізовані у різноманітному програмному (ПЗ) забезпеченні із використанням цифрових карт місцевості.

1.3. Програмне забезпечення для автоматизованого проєктування радіомереж

Проєктування – один із найбільш складних та відповідальних етапів розгортання систем зв'язку, оскільки він повинен забезпечити найбільш оптимальну побудову мережі. При цьому необхідно визначити місця встановлення базових станцій (БС) таким чином, щоб забезпечити обслуговування зв'язком заданої території необхідною якістю за мінімальної кількості БС, тобто за мінімальної вартості інфраструктури мережі.

Фактично це завдання важко здійснити. З одного боку, надмірно часта розстановка БС невігідна, оскільки тягне у себе невиправдані витрати. З іншого боку, дуже рідкісне розташування базових станцій (БС) може призвести до появи

ділянок території, що не обслуговуються, що неприпустимо. Завдання додатково ускладнюються проблемою аналітичної оцінки властивості розташування сигналів. При аналітичному розрахунку слід враховувати рельєф місцевості, наявність рослинності, заселеність території, тип ґрунту, кліматичну обстановку та інші фактори, які можуть вплинути на зміну рівня сигналу на окремих ділянках конкретної території. З урахуванням даних параметрів аналітичний розрахунок стає дуже трудомістким, що змушує витратити нею багато часу. Тому використання ефективного програмного забезпечення (ПЗ), що виконує аналітичний розрахунок за короткий проміжок часу з найменшими похибками є найбільш грамотним вирішенням проблеми проектування мереж.

Рекомендовані моделі ПРХ реалізовані у різноманітному програмному забезпеченні із використанням цифрових карт місцевості. У більшості випадків програмне забезпечення дозволяє розрахувати як зони обслуговування БС, так й окремі радіолінії, що потрібно для врахування впливу завад. У програмному забезпеченні зазвичай використовуються як *статистичні* та *детерміновані* методи розрахунку втрат корисного сигналу та завад при поширенні радіохвиль.

Окреме професійне ПЗ крім розрахунків, пов'язаних з ПРХ, дозволяють також при проектуванні радіомереж проводити радіочастотне планування (в тому числі проводити розрахунки ЕМС) та враховувати мережеві параметри (кількість абонентів, їх розподіл по території, навантаження та інші).

Деякі програми призначені для розрахунків тільки систем радіозв'язку окремих стандартів, наприклад, Wi-Fi. Крім того програмне забезпечення поділяється по доступності для користувача: доступне (безкоштовне), умовно-доступне (умовно-безкоштовні, що надає демо-версію або версію з достатнім для роботи безкоштовним функціоналом) та комерційне (платне).

Безкоштовне:

D-Link WiFi Planner Pro – онлайн сервіс для планування розгортання WLAN мереж усередині приміщень на основі WiFi обладнання від компанії D-Link.

RadioWORKS – це програмне забезпечення для обчислення різних параметрів, пов'язаних як з поширенням радіохвиль так із самими радіохвилями.

CRC-COVWEB – веб-ресурс Канадського Науково-дослідного центру зв'язку, онлайн калькулятор зони радіопокриття за методом Longley Rice із прив'язкою до *Google*-карт, враховує лише рельєф місцевості та має освітній характер.

Radio Mobile – універсальна програма комп'ютерного моделювання поширення радіохвиль та зон впевненого прийому для різних бездротових мереж, яка розроблена радіоаматорами (Англія), може використовуватись для розрахунку зон охоплення базової станції, ретранслятора чи інших радіомереж.

Умовно-безкоштовне:

WiMAP-4G є програмним забезпеченням, розробленим для планування мереж широкопasmового бездротового доступу, наприклад, на основі стандарту WiMAX або WLAN.

Xirio – умовно-безкоштовний онлайн сервіс з великим функціоналом та підтримкою різних стандартів зв'язку та моделей ПРХ, типи систем зв'язку, що підтримуються: радіонапрямки, радіомережі, стільникові мережі, транспортні мережі та ширококомвні мережі; сервіс є умовно-безкоштовним, без оплати доступний тільки розрахунок з роздільною здатністю 400 м, що не дозволяє використовувати цей сервіс в умовах міста.

Asset – це багатофункціональний модульний продукт(тобто для отримання доступу до розширених функцій програми – наприклад, розрахунок покриття для мереж LTE – необхідно придбати ліцензію на використання спеціального модуля для розрахунку покриття для мереж LTE) міжнародної компанії Aircom International, використовує точні карти висот, які доступні після придбання продукту; в пакети вбудовані автоматичний планувальник частот, модуль планування трафіку та ряд інших, що значно спрощують роботу інженерів-проектувальників.

Комерційне:

AWE ProMan – відмінною особливістю ПЗ є те, що воно може проводити аналіз створеної моделі мережі зв'язку з точки зору теорії масового обслуговування та моделювати різні ситуації (наприклад, в час найбільшого навантаження) виходячи із щільності населення у зазначеному районі, та відсотки (від загального населення) потенційних користувачів.

Ekahau Site Survey – найпопулярніший комплекс рішень з планування та подальшого аналізу мереж WiFi.

Atoll – програмне забезпечення виробництва компанії Forsk (<http://www.forsk.com/>) призначене для планування безпроводових мереж починаючи від дизайну, закінчуючи мережевою оптимізацією, одне з найпопулярніших у світі рішень для побудови стільникових систем зв'язку, дозволяє працювати з великими проєктами (десятки тисяч секторів) доповнюється підтримкою розподілених обчислень. ПЗ рекомендується для використання великим операторам зв'язку для роботи з великими мережами.

CelPlanner – продукт американської компанії CelPlan Technologies, це модульна програма, призначена для створення безпроводових мереж Wi-Fi, дозволяє проводити планування та подальший аналіз мереж різного призначення та ємності; до складу входить як сам планувальник, так і програма-аналізатор щодо радіовимірювань вже існуючих мереж.

Mentum Planet – модульний продукт міжнародної компанії Mentum, що є комплексним рішенням для високоточного планування мереж радіодоступу за технологіями 2G, 3G, 4G та Wi-Fi.

ICS Telecom – продукт міжнародної компанії ATDI (<http://www.atdi.us.com/ICSTelecom.aspx>), який є ключовим рішенням для планування телекомунікаційних мереж та управління, для розрахунку втрат сигналу використовуються практично всі відомі моделі поширення радіохвиль.

Крім вказаних програм великий список комерційного ПЗ, призначеного для планування різних радіомереж представлений на сайті Університету Британської Колумбії (*The University of British Columbia*).

1.4. Призначення та інсталяція програмного забезпечення **Radio Mobile**

Одним із популярних ПЗ є безкоштовне ПЗ **Radio Mobile**, у якому використовується модель ПРХ *ITM* Лонглі-Райса.

Radio Mobile – універсальна програма комп'ютерного моделювання поширення радіохвиль та зон впевненого приймання для різних безпроводових мереж, яка була створена розробником Roger Coudé для моделювання поширення радіохвиль в діапазоні частот від 20 МГц до 20 ГГц [17] із використанням профілів місцевості залежно від дальності з урахуванням основних механізмів поширення радіохвиль:

- 1) інтерференція на лінії прямої радіовидимості;
- 2) дифракція на нерегулярному рельєфі місцевості;
- 3) тропосферне розсіяння.

Radio Mobile надає можливість створювати карти конкретних районів, використовуючи дані SRTM (*Satellite Radar Topography Mission*) від служби радіолокаційного картографування місцевості з космічних кораблів багаторазового використання, з подальшим додаванням рельєфу місцевості та доріг [21]. Усі радіоканали між станціями можна проаналізувати з погляду профілю траси та параметрів сигналу. За потреби для кожної окремої станції можна визначити зону охоплення (обслуговування). Можна також визначити *Best Sites* (краще місце розташування), щоб забезпечити зони охоплення кількох певних станцій. За допомогою нової функції *Route Radio Coverage* можна відтворити характеристики станції, яка переміщається певним маршрутом на карті. Також можна вибрати *Best Unit* (найкращу станцію) з максимальним рівнем сигналу в заданому місці.

Це ПЗ може використовуватись для розрахунку зон охоплення (обслуговування) базової станції, ретранслятора чи інших радіомереж. При розрахунках враховуються висота навколишньої місцевості та різні параметри радіосистем, наприклад:

- розташування передавача та приймача;
- вихідна потужність передавача;
- чутливість приймача;
- робоча частота;
- тип антени;
- діаграма спрямованості антени (можна обирати із запропонованих або ввести по точках);
- коефіцієнт підсилення антени;
- згасання в лінії, включаючи фільтри та багатоканальні розгалужувачі;
- дані про місцевість (у тому числі рослинність) та висоти тощо.

Програма також може об'єднувати карту зображення зони охоплення з дорожньою або будь-якою іншою географічною картою (*Google Map, Open Street Map* та ін.). Це може використовуватися для швидкого визначення можливості комунікацій із конкретного розташування.

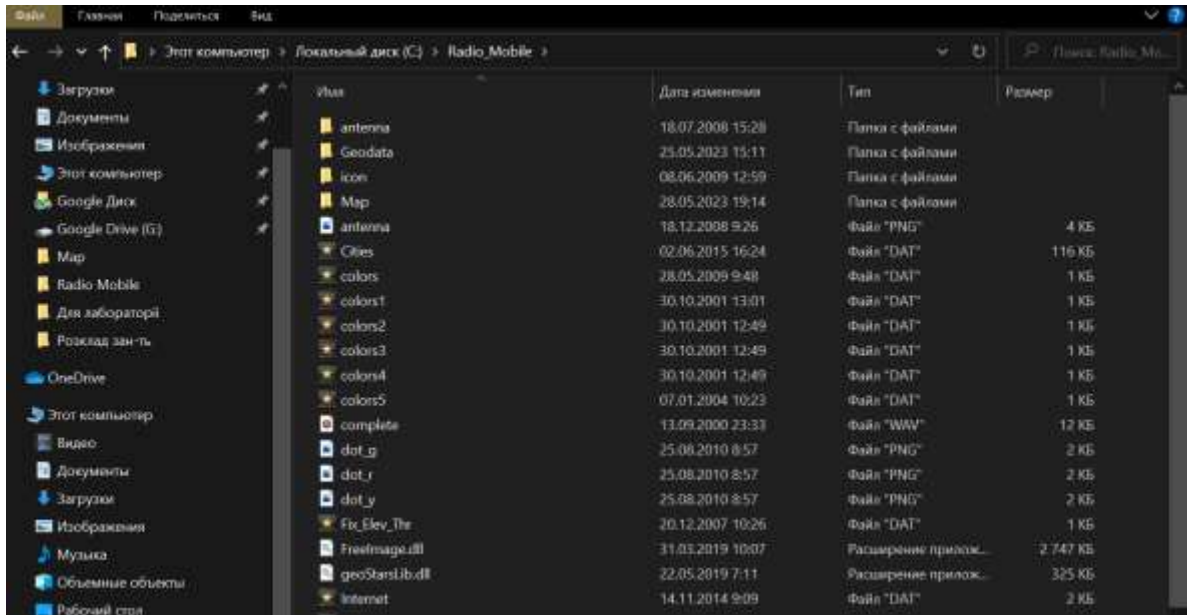
Програма дозволяє розраховувати та відображати рівні сигналу та:

- зони покриття (охоплення), наприклад для систем радіо та телевізійного мовлення;
- зони обслуговування для систем двостороннього радіозв'язку, к тому числі для абонентського обладнання з різними енергетичними характеристиками;
- рівень напруженості електричного поля в обраному напрямку, у тому числі візуалізацію профіля траси із зонами Френеля.

Порядок інсталяції ПЗ *Radio Mobile*:

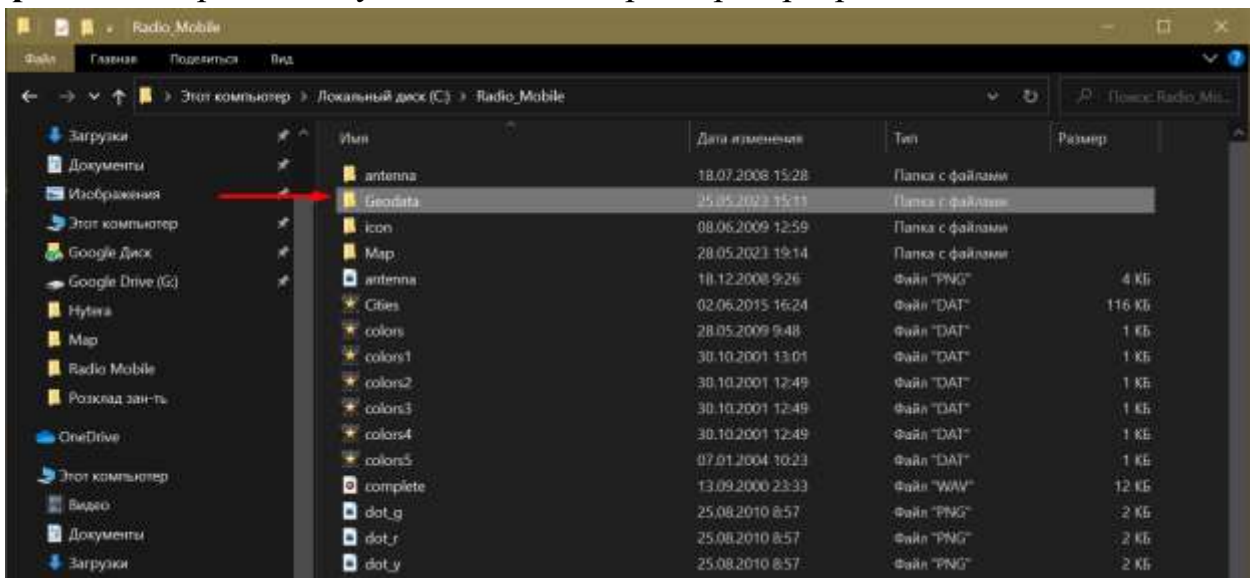
Попередньо необхідно завантажити програму (файли: *rmwcore, rmw1167ukr, wmap*), наприклад, з сайту <https://www.ve2dbe.com/download/download.html>.

Крок 1. Створити на диску **C:** директорію (папку) з ім'ям «**Radio Mobile**» (наприклад) та розархівувати туди наступні файли *rmw1167ukr, rmwcore, wmap*.



Для файла *rmwukr.exe* з диску C: створити ярлик на Робочій стіл ПК.

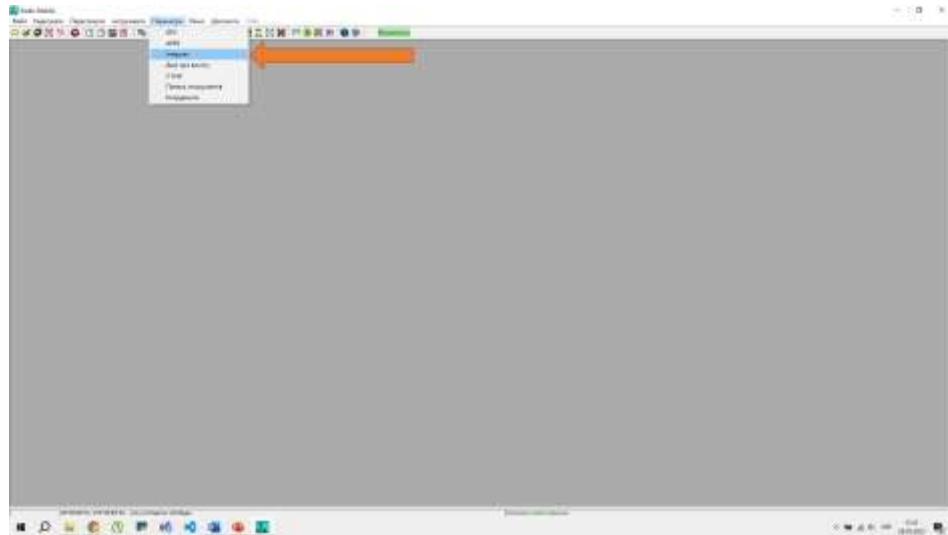
Крок 2. Створити папку «*Geodata*» в директорії програми.



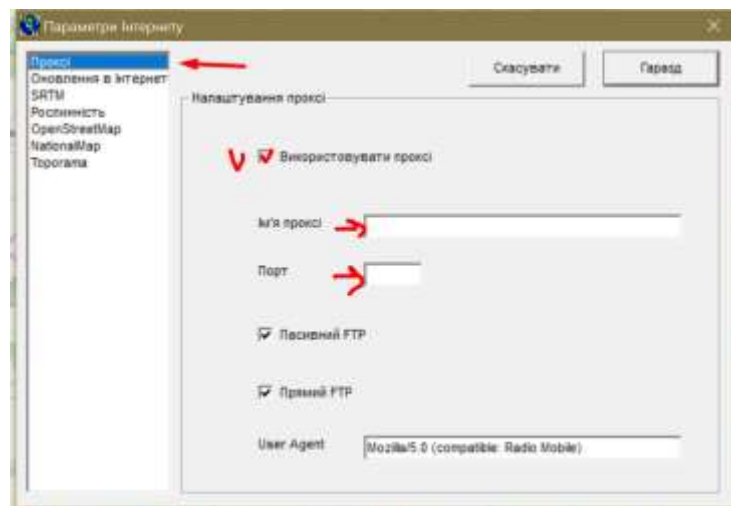
В цій папці створити наступні папки:



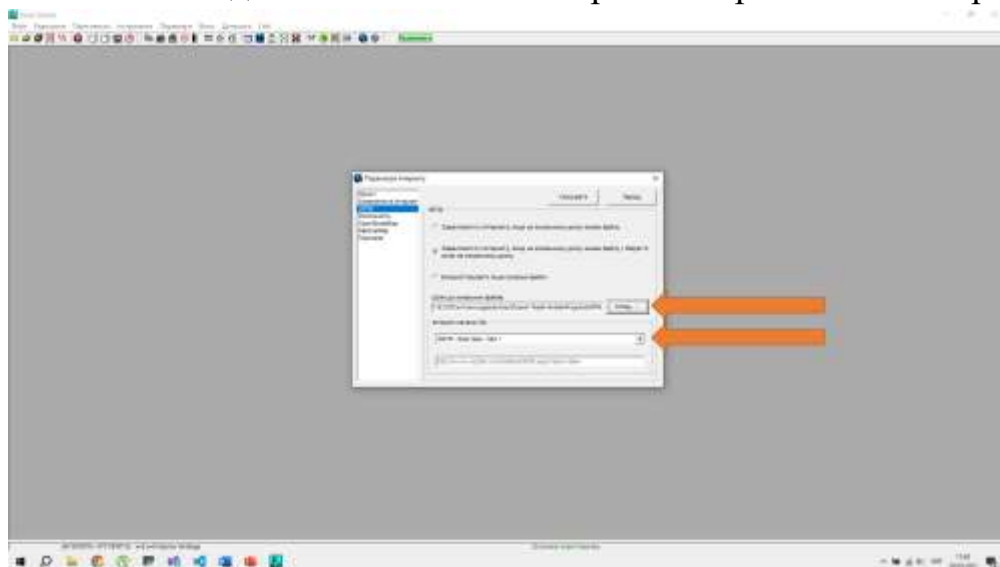
Крок 3. В програмі перейти у вкладку **Параметри – Інтернет**.



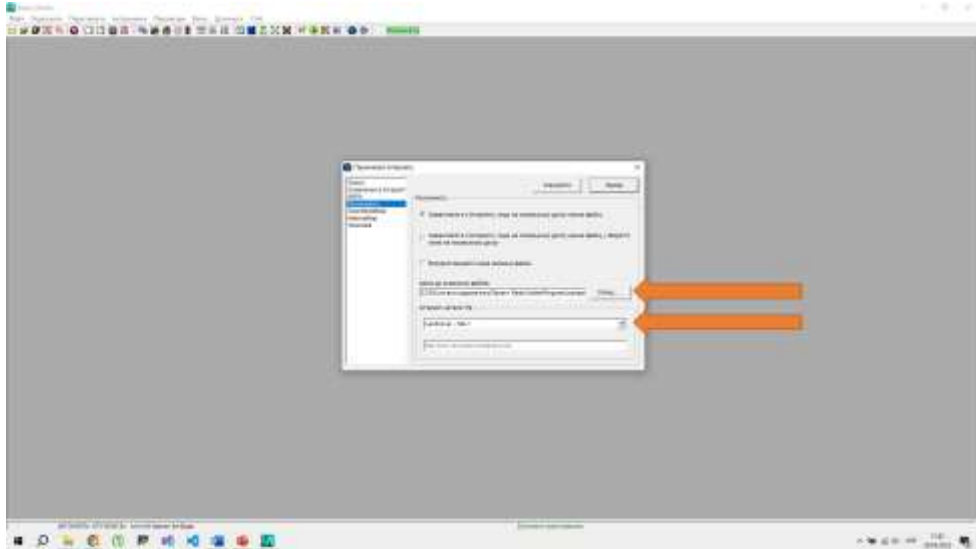
Введіть данні проксі-серверу (за необхідністю).



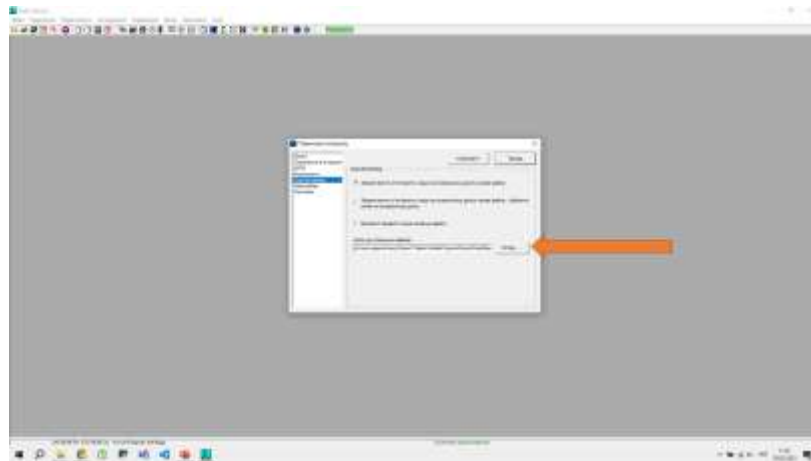
Крок 4. Вказати шлях до папки *SRTM* та вибрати інтернет-каталог ftp.



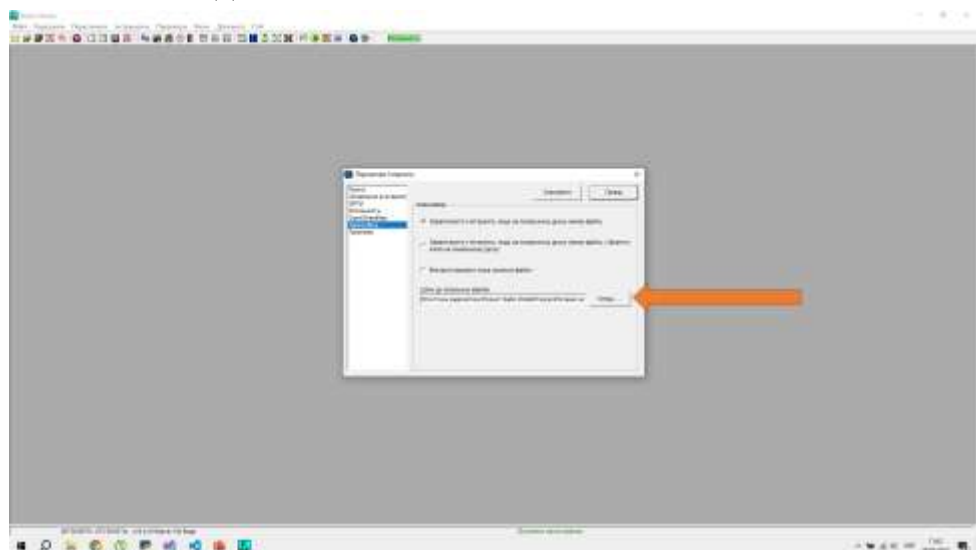
Крок 5. Вказати шлях до папки *Landcover* та вибрати інтернет-каталог ftp.



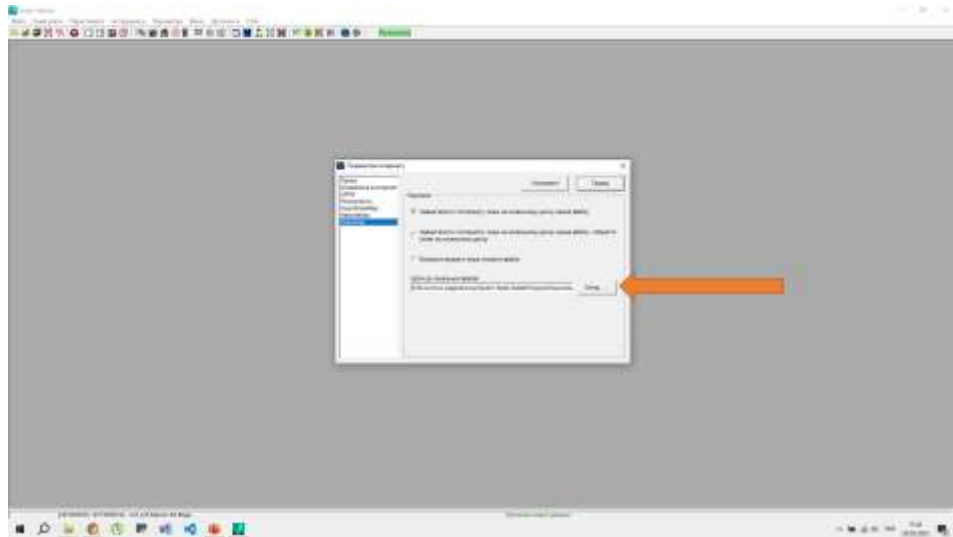
Крок 6. Вказати шлях до папки *Osm (OpenStreetMap)*.



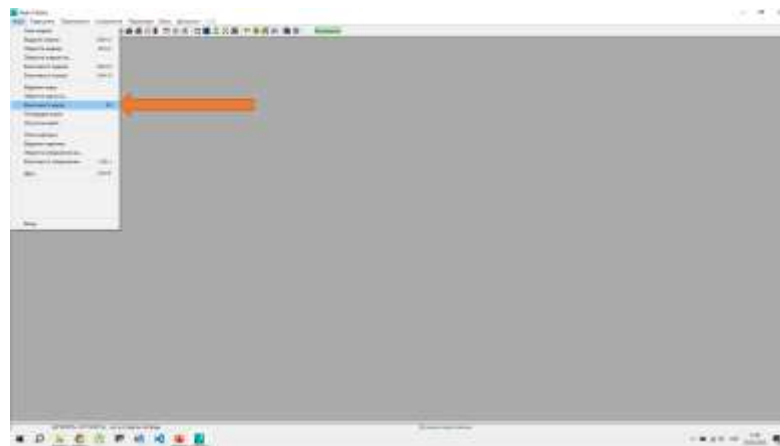
Крок 7. Вказати шлях до папки *Terraserver*.



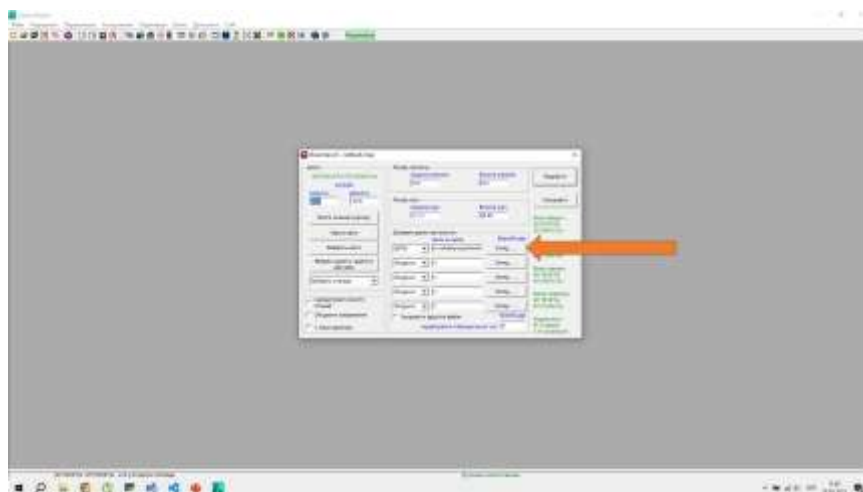
Крок 8. Вказати шлях до папки *Toporama*.



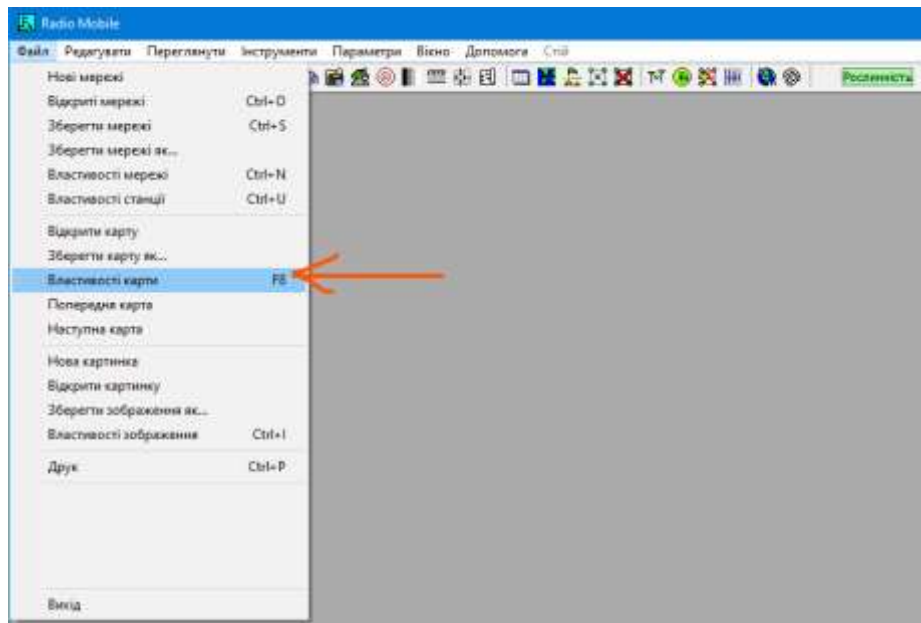
Крок 9. В програмі перейти у вкладку **Файл – Властивості карти** (або натисніть **F8**)



Крок 10. Вкажіть джерело даних про висоту *SRTM* та вкажіть шлях до папки *SRTM*.

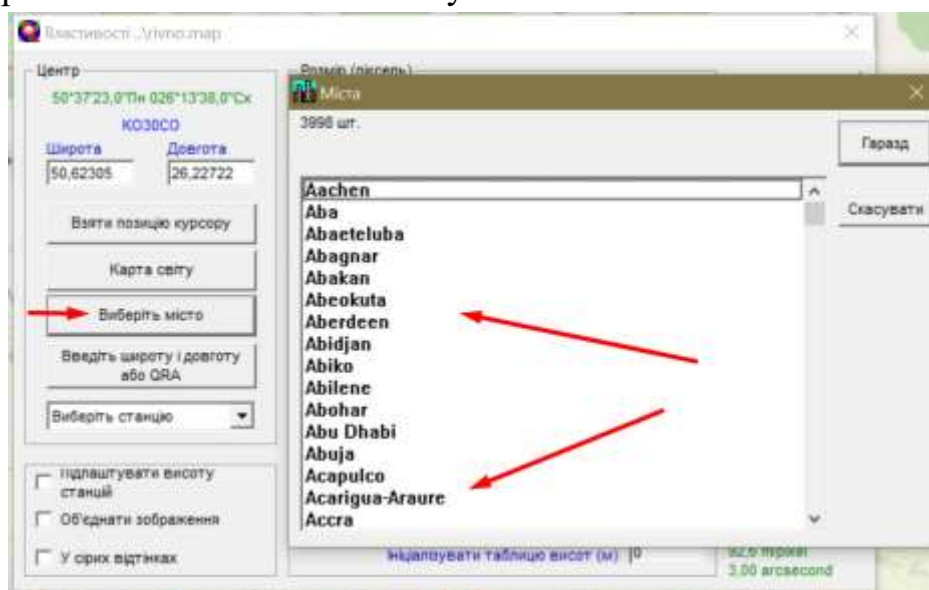


Крок 11. Підготовка до завантаження карти місцевості **Файл – Властивості карти** (або натисніть **F8**)



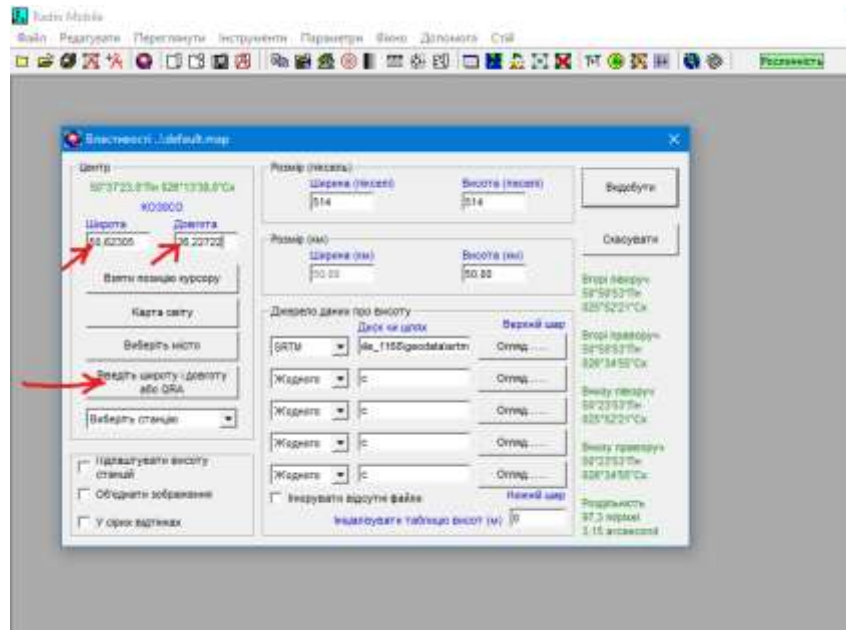
Крок 12. Виберіть місто, де буде планування радіомережі наступними способами:

- виберіть місто із наявного списку

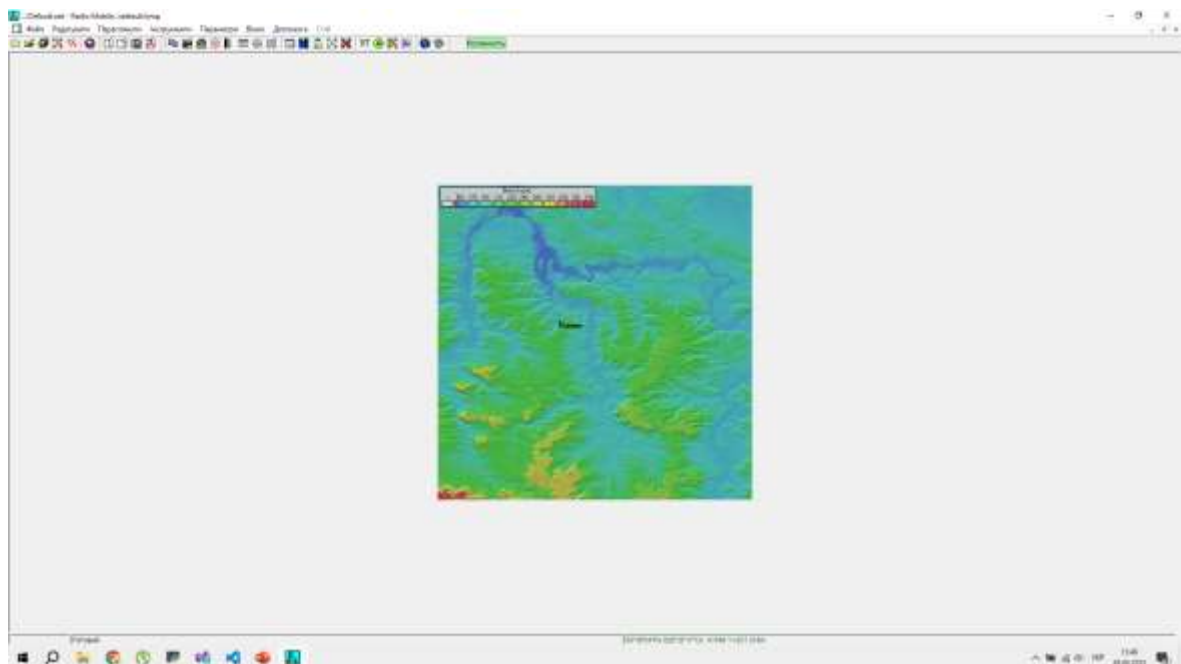


- введіть значення широти та довготи, яке можна отримати з карт Google, або інших джерел.

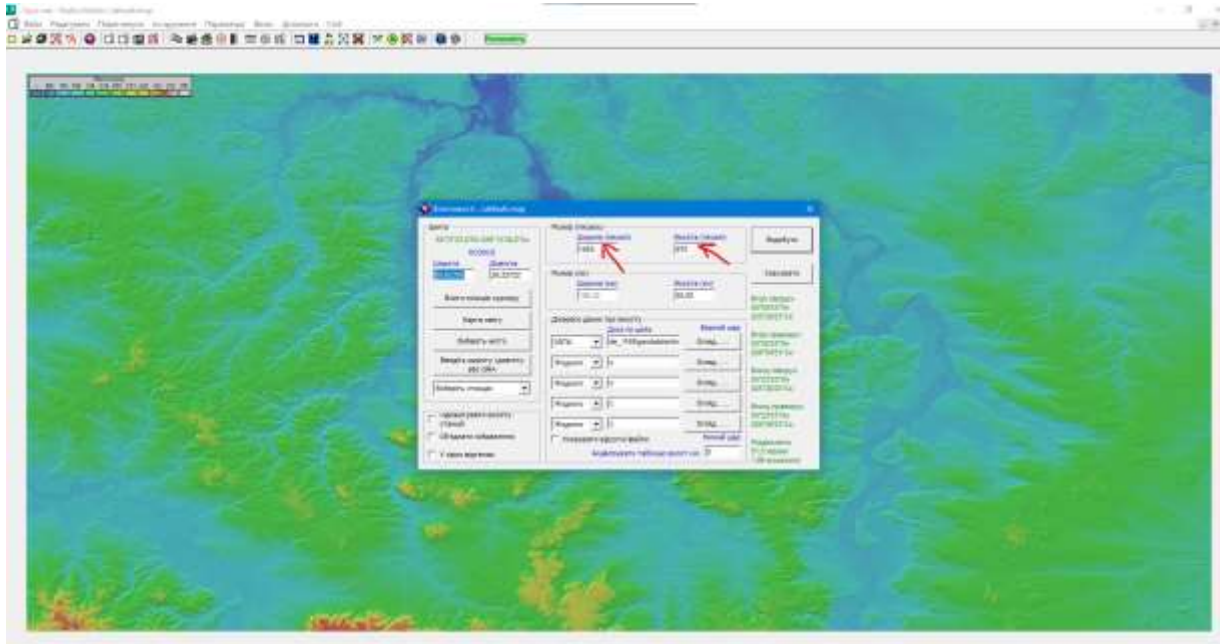
(для даної інструкції були використані координати міста **Рівне** (Широта: 50°37'23\"/>



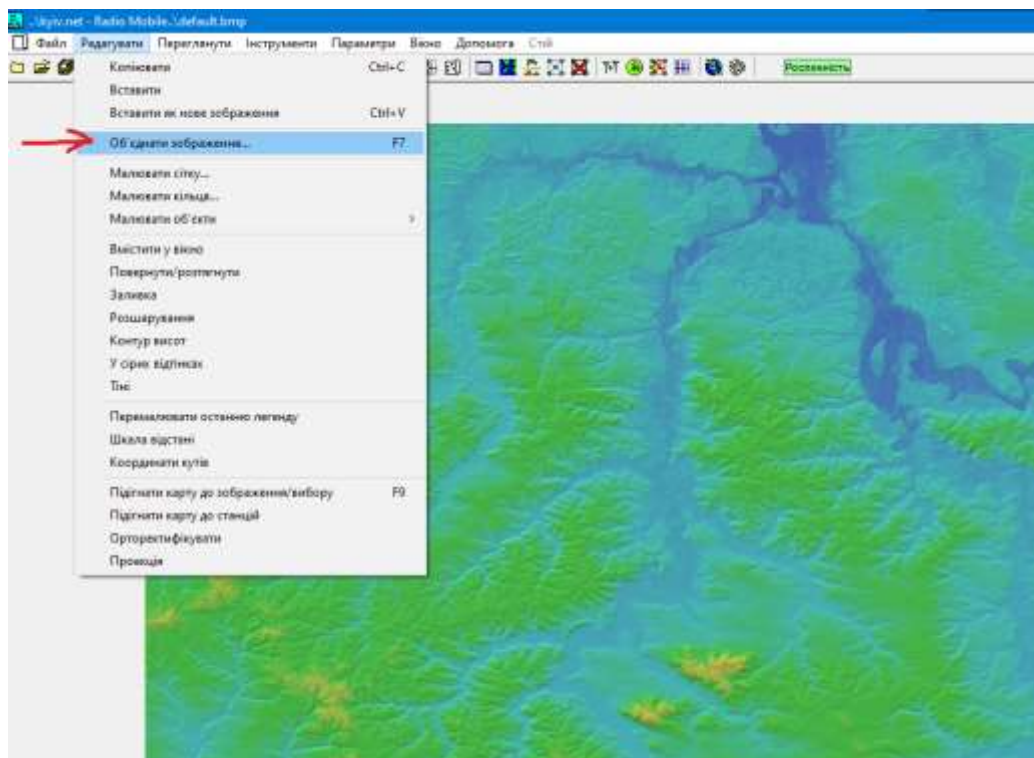
Крок 13. В результаті отримаємо карту рельєфу міста Рівне:



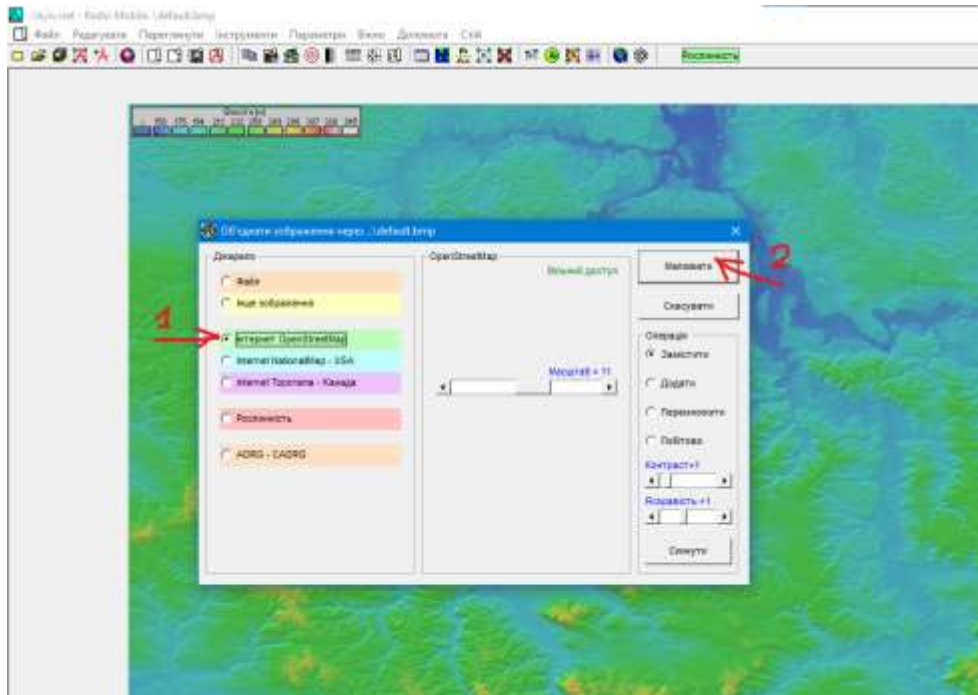
Крок 14. Оберіть необхідний розмір відображення карти відповідно до роздільної здатності екрану монітора, що застосовується шляхом введення значень **Ширини** та **Висоти** в панелі **Розмір** у вкладці **Властивості карти**



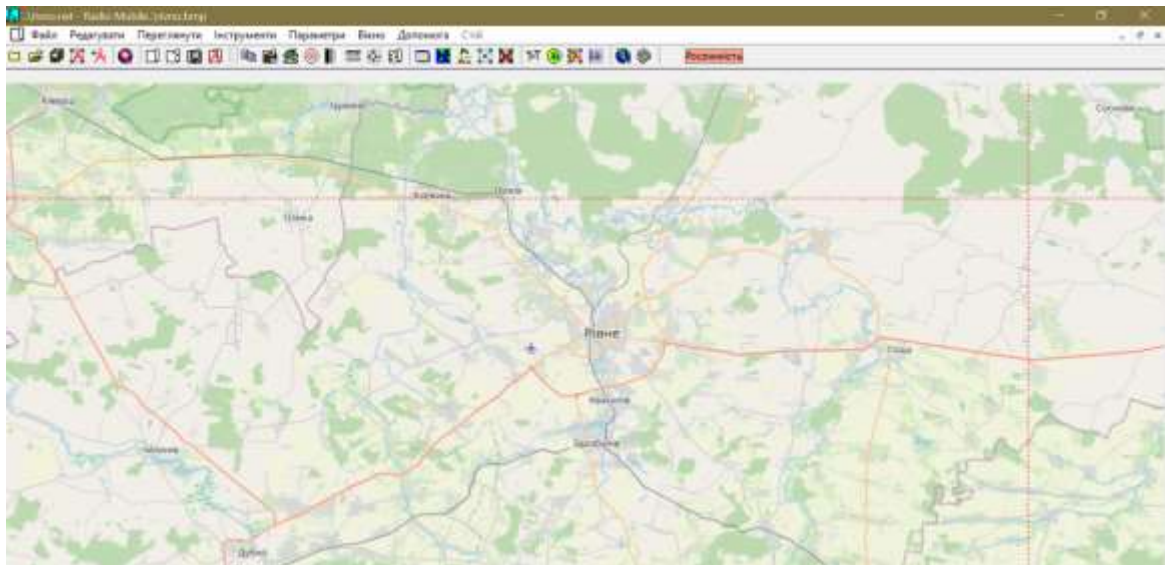
Крок 15. Для прив'язки до цієї карти даних місцевості (*OpenStreetMap*) перейдіть у вкладку **Редагувати – Об'єднати зображення** (або натисніть **F7**)



Оберіть **Інтернет OpenStreetMap** і натисніть кнопку **Малювати**.



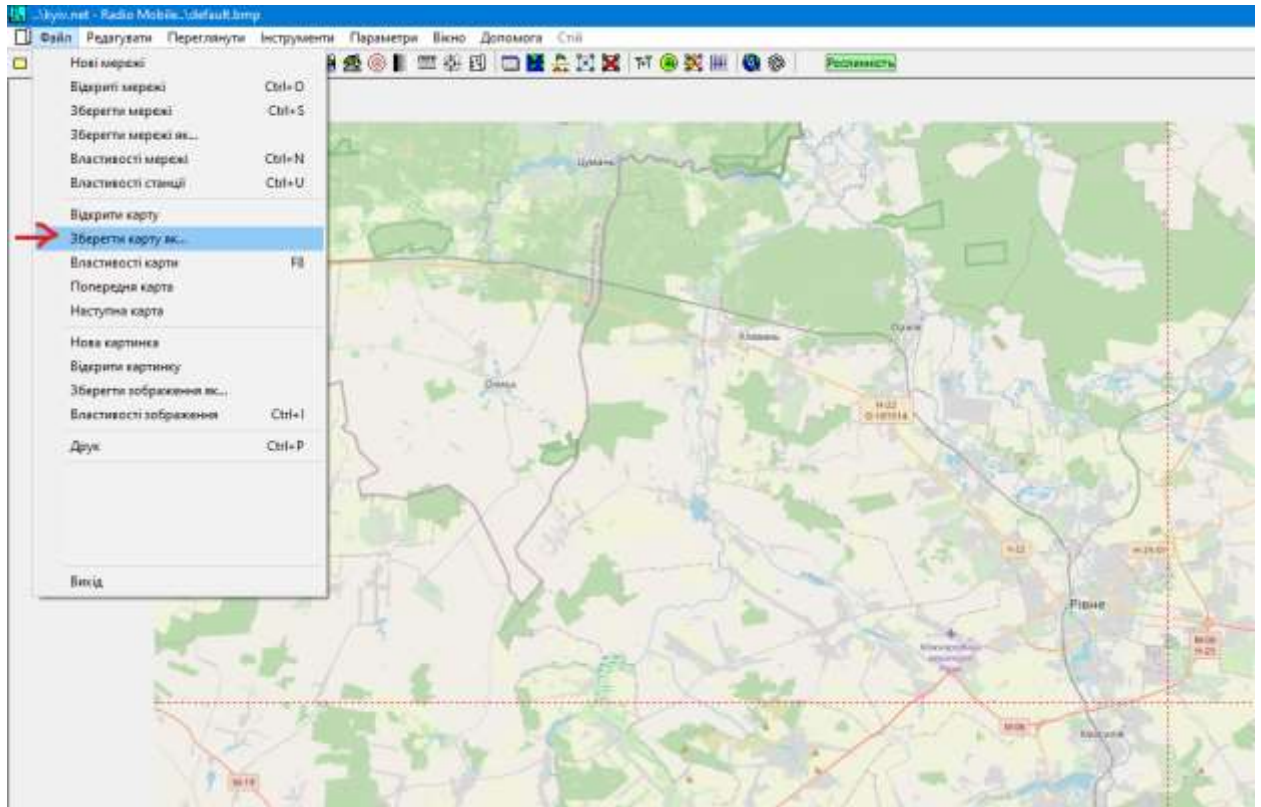
Отримаємо наступний результат:



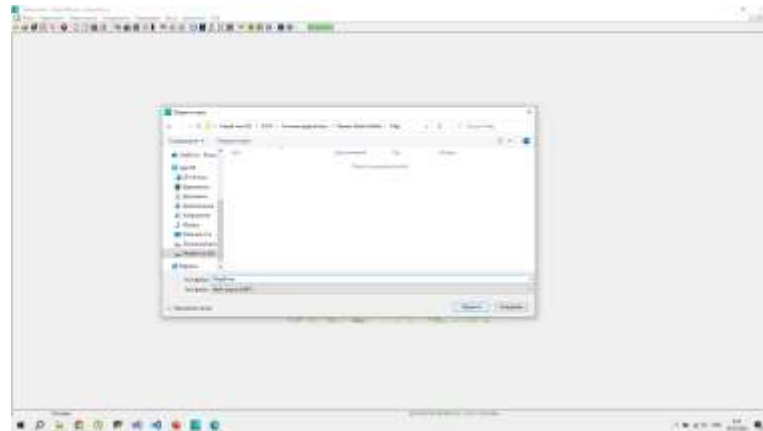
На цій карті в подальшому можна проєктувати радіомережі.

Як зберегти карту?

Крок 1. Для того, щоб зберегти карту, перейдіть у вкладку **Файл – Зберегти карту як**

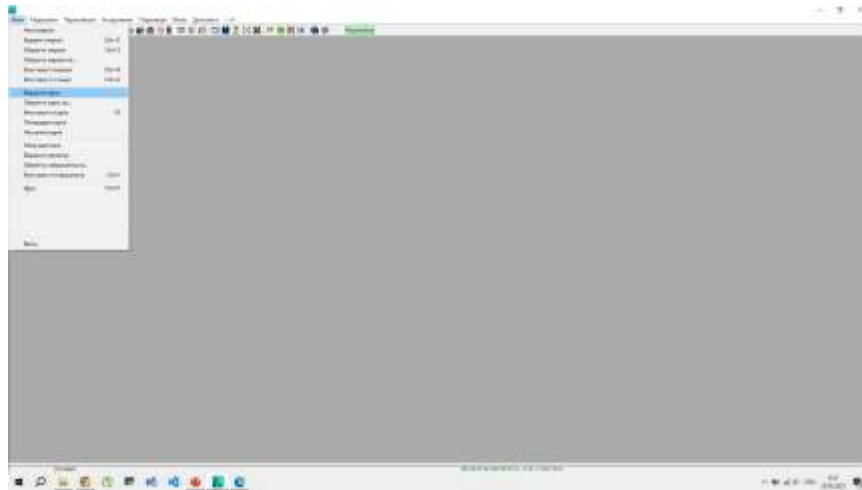


Крок 2. Оберіть папку, де ви бажаєте зберігати карти.

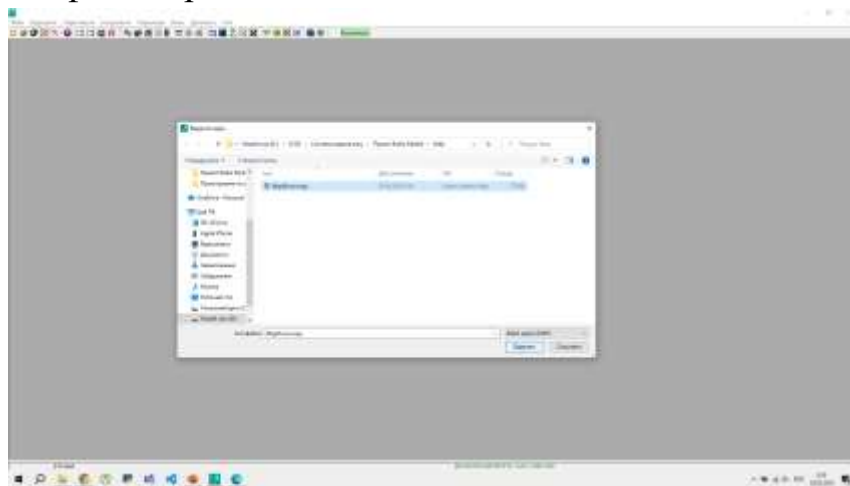


Як відкрити карту?

Крок 1. Для того, щоб відкрити збережену карту, перейдіть у вкладку **Файл**–**Відкрити карту**.



Крок 2. Оберіть файл карти.



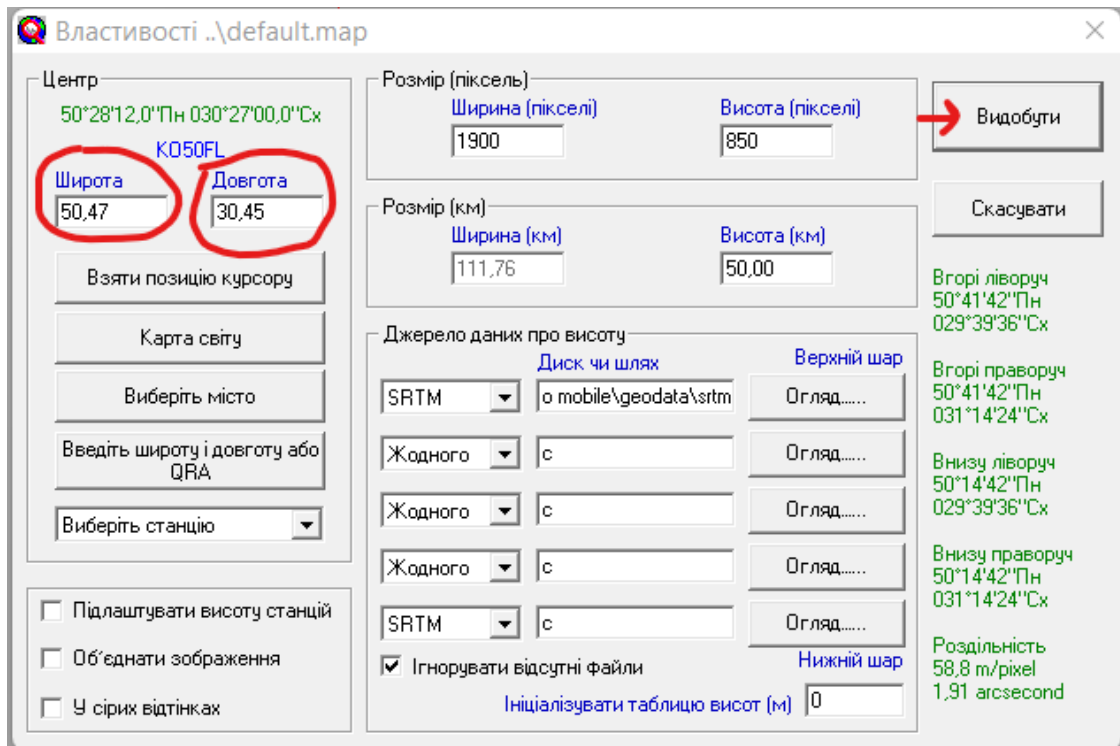
1.5. Виконання практичних завдань по проєктуванню радіомереж на *Radio Mobile*

Приклад 1. Розрахувати зону радіопокриття ретранслятора, який встановлено на Київській телевежі на висоті 50 м, що працює в діапазоні 400-430 МГц з потужністю 25 Вт, чутливість приймача – 0,4 мкВ, антена всеспрямована, підсилення антени 5 (2,85 дБ), погонне загасання у кабелі 1 дБ/м. Розрахунок провести для покриття 50% території, 50% часу, 70% ситуацій.

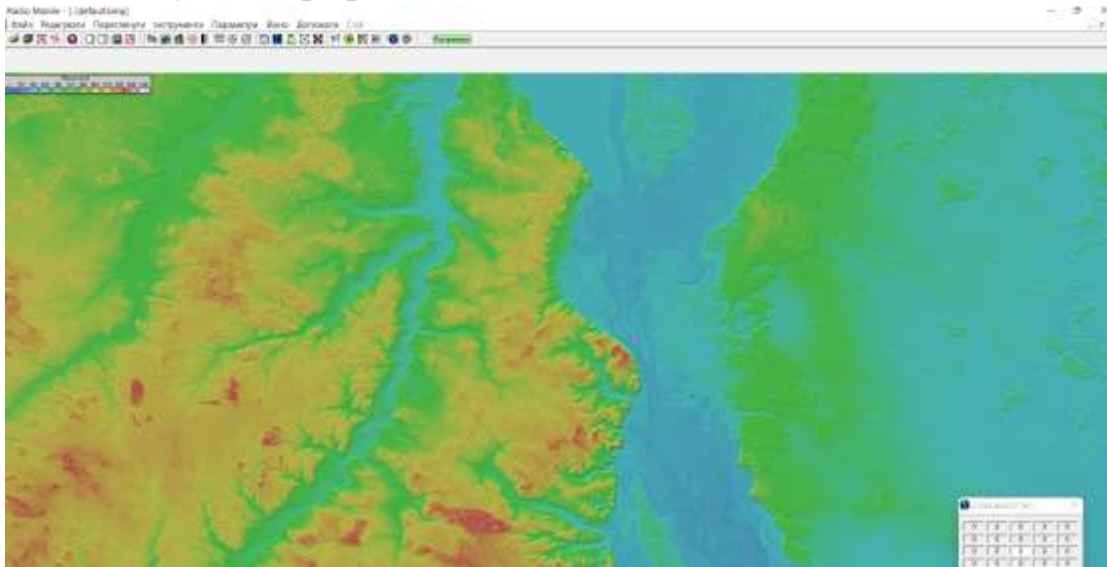
У Вікіпедії (https://uk.wikipedia.org/wiki/Київська_телевежа) знаходимо координати вежі: в градусах – 50°28'16" пн. ш. 30°27'12" сх. д, або 50,471111, 30,453333 (на сайті

https://geohack.toolforge.org/geohack.php?language=uk&pagename=Київська_телевежа¶ms=50_28_16.0000000996_N_30_27_12.000000098797_E_globe:)

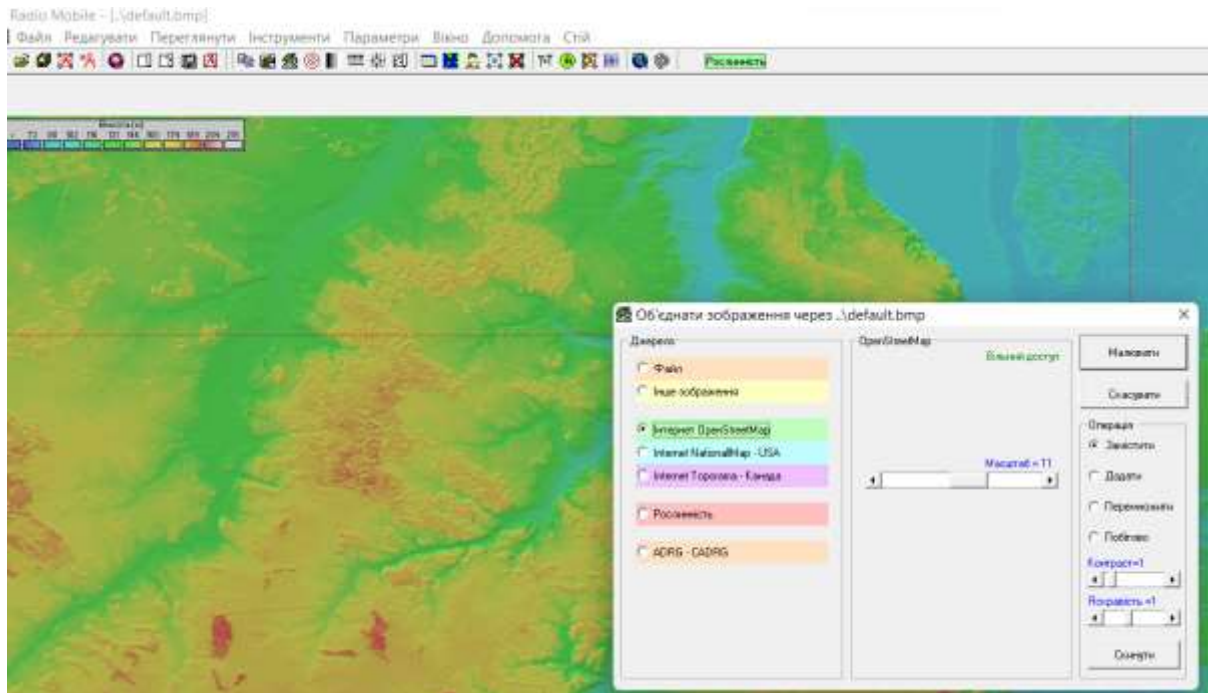
Вводимо ці значення як широту і довготу розміщення об'єкту



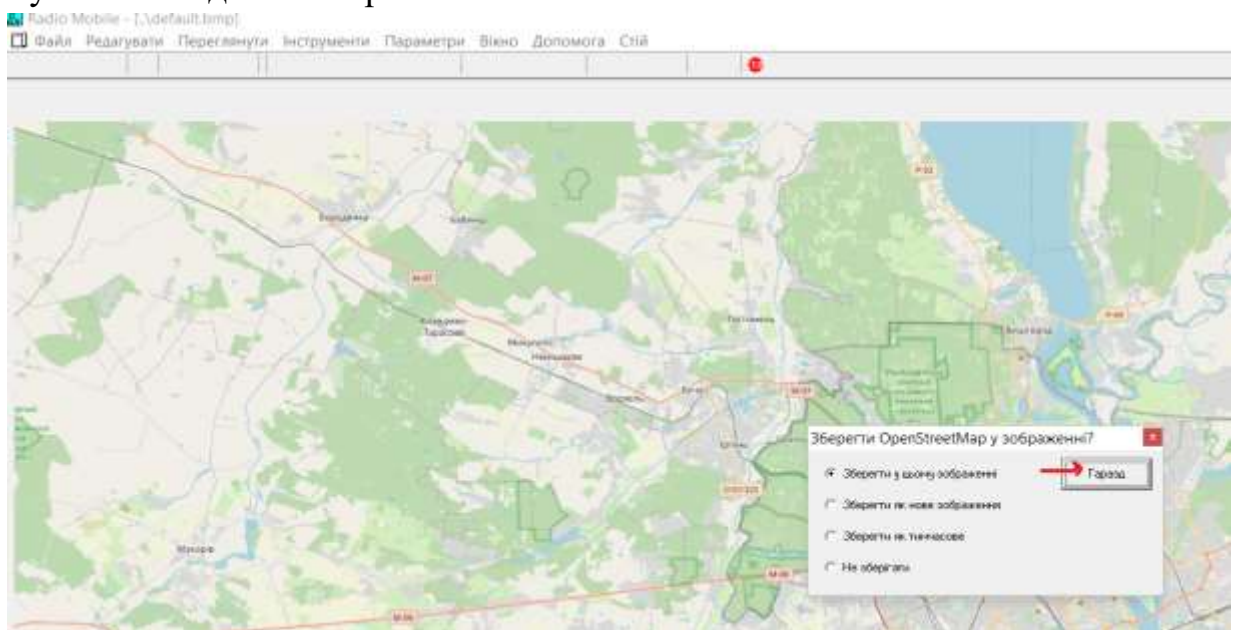
Отримаємо наступний профіль місцевості:



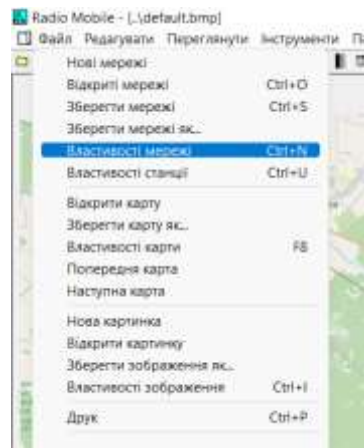
Об'єднати зображення з адміністративною картою місцевості



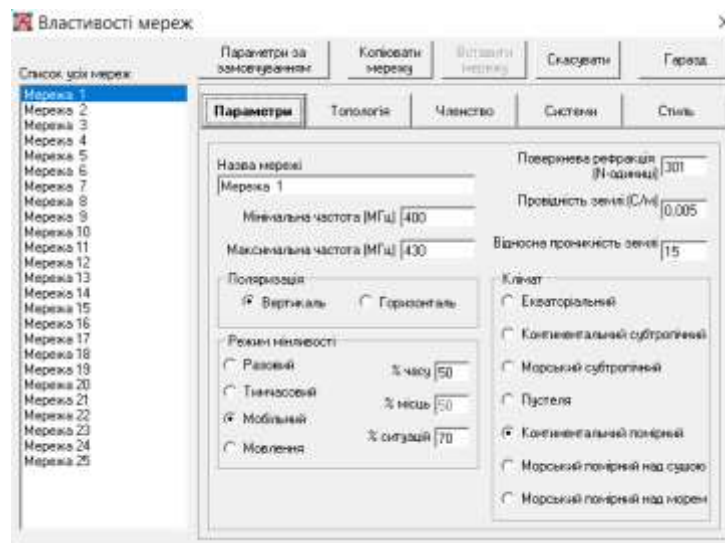
Результат об'єднання карт:



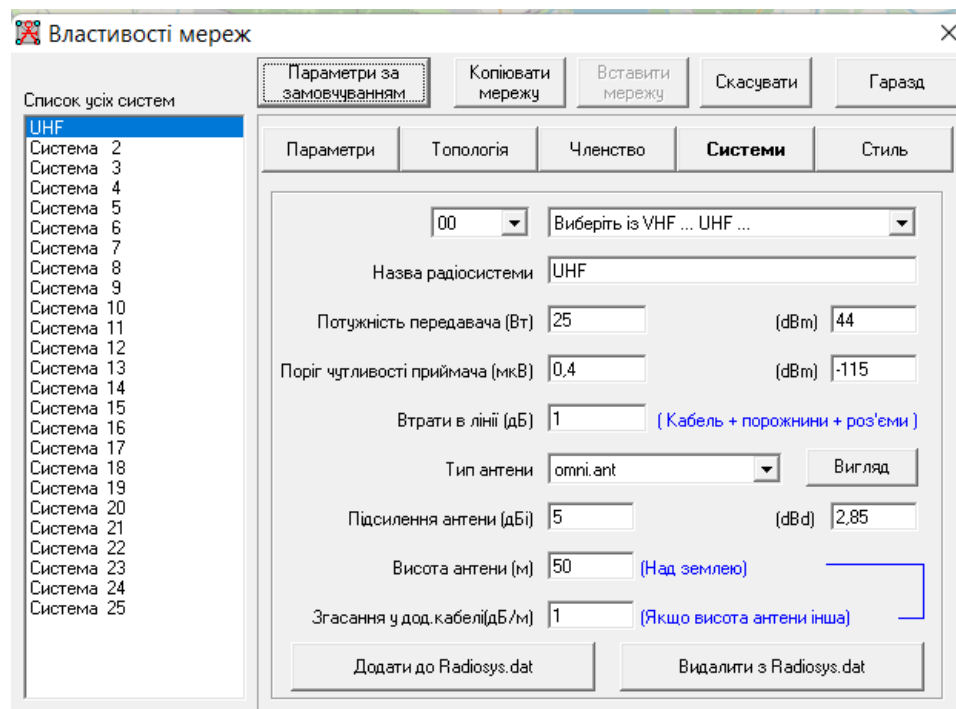
Властивості мережі



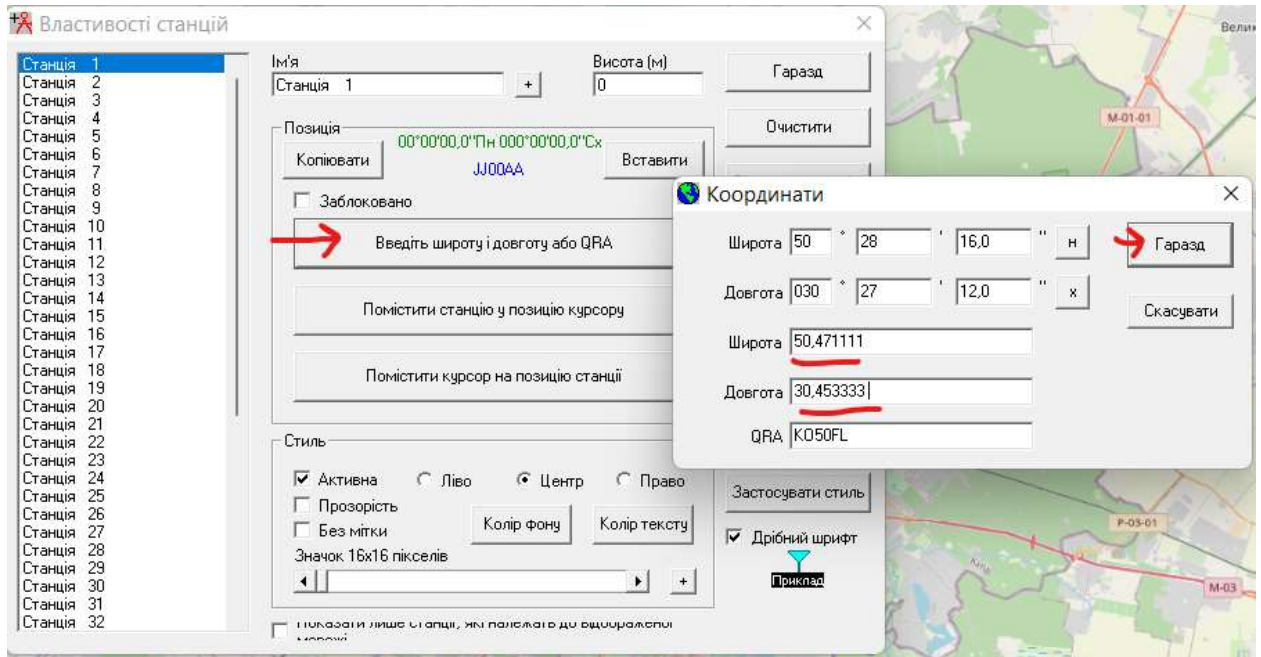
Параметри



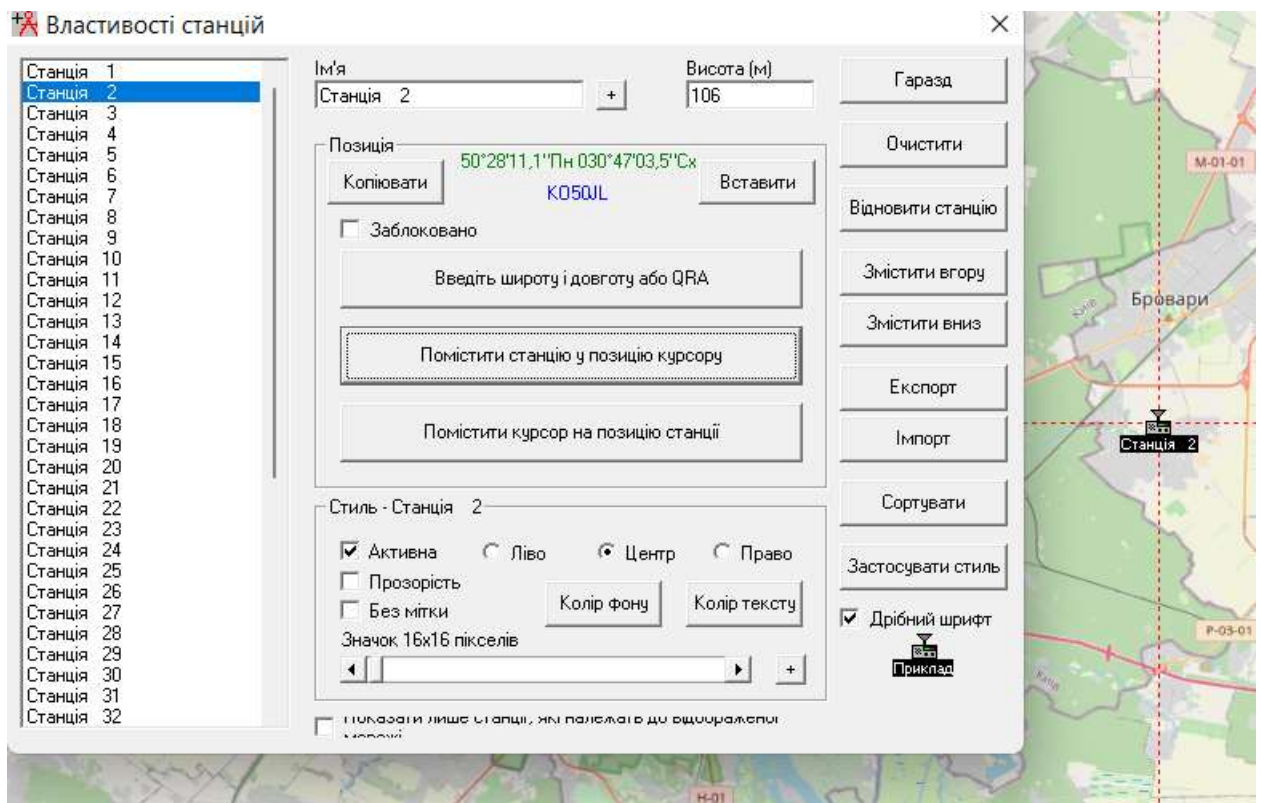
Системи



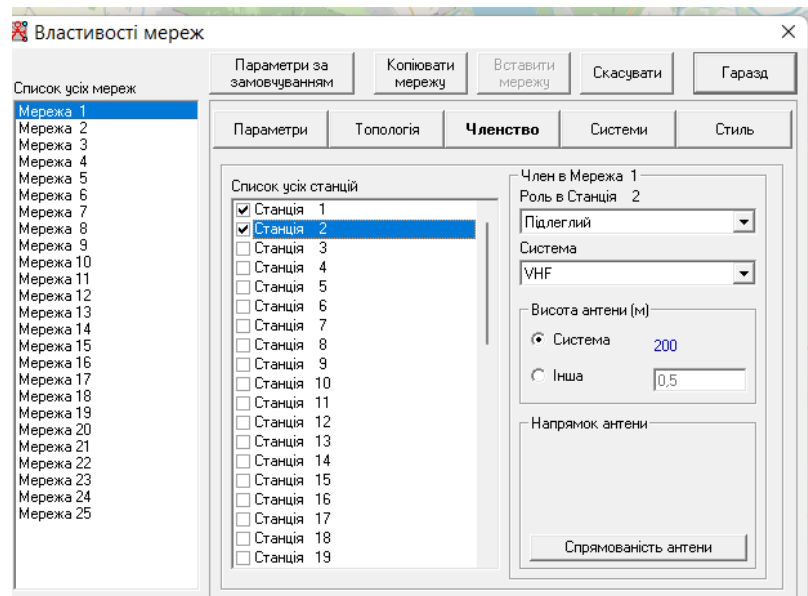
Позиція передавача станції




Розміщуємо приймальну станцію (довільно, або по реальним координатам):



Встановити членство в *Мережі 1* (станція 1 – командир, станція 2 – підлеглий)



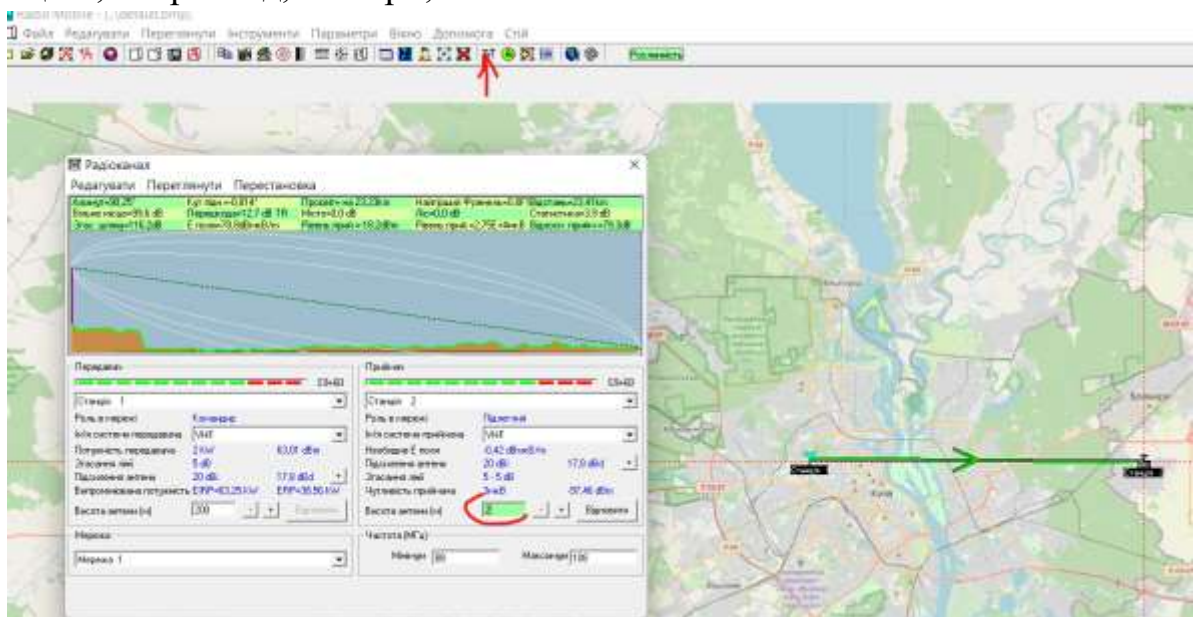
Інструменти:

– щоб **побачити радіомережу** треба натиснути піктограму  на панелі інструментів;

– для того щоб **переглянути тільки станцію** на карті, слід клацнути по піктограмі панелі інструментів, станції будуть відображені в їхніх відповідних місцях на карті або на зображенні;

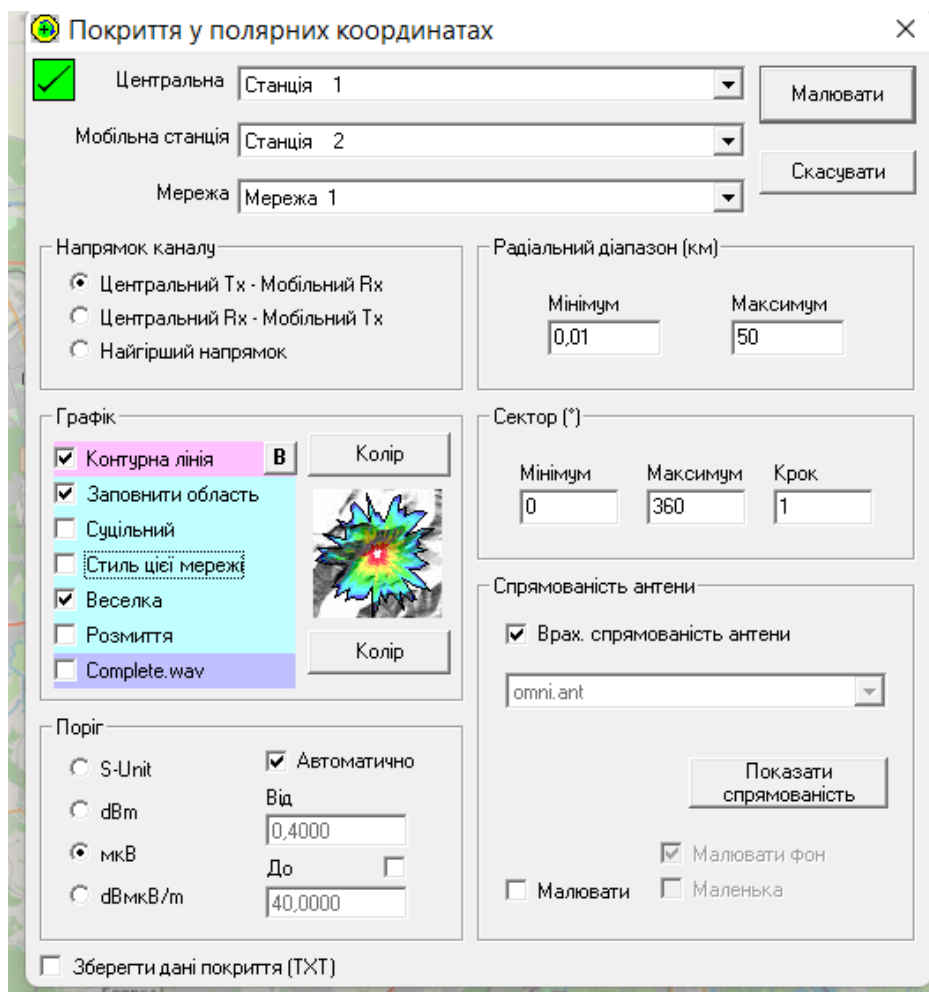
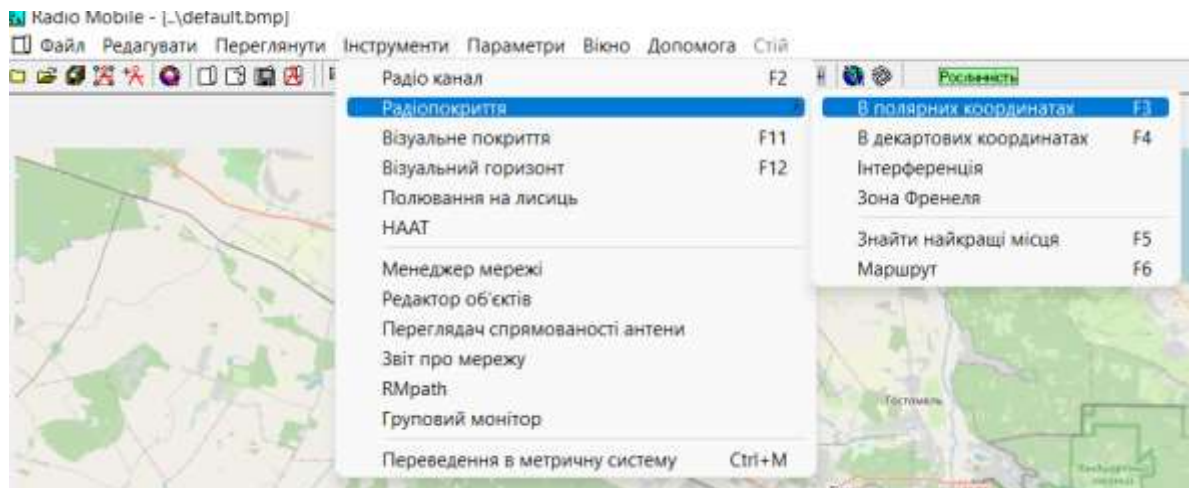
– щоб **перемістити станцію** слід клацнути лівою кнопкою мишки по новому місцю розташування для створення курсору у вигляді червоного візира, а потім клацнути правою кнопкою по станції, щоб перемістити її в позицію курсору;

– **продивитися профіль** та встановити висоту приймальної антени станції 2, наприклад, 2 метри;

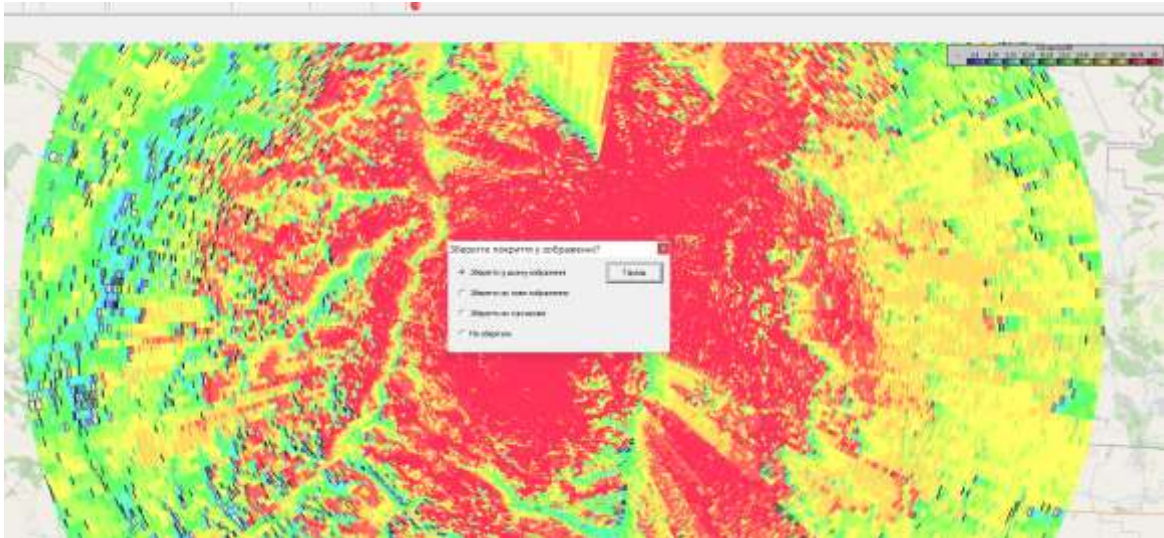


– для **зміни масштабу карти** треба клацнути лівою кнопкою мишки та переміщення картою створює прямокутне віконце, клацання правою кнопкою в цій ділянці дає змогу здійснювати масштабування, що може зберігатися як нове зображення (*New Picture*), це зображення потім можна поєднати з новими даними від джерела з вищою роздільною здатністю, а потім, якщо треба, зберегти.

Розрахунок радіопокриття ретранслятора



Результат розрахунку наступний:



Можна додати кільця відстаней на цій карті.

Приклад 2: Розрахувати зону радіопокриття ретранслятора на базі радіообладнання компанії Motorola для автомобільної та портативної радіостанцій в регіоні м. Гайсин Вінницької області.

Всі характеристики радіообладнання DMR, які використовувались при проведенні розрахунків, відповідають технічним характеристикам радіозасобів компанії *Motorola*.

Мережа радіозв'язку складається з:

- ретранслятора (*Repeater*, в програмі «Radio Mobile» позначимо як **Base 1**);
- автомобільної радіостанції (**Mobile**);
- портативної радіостанції (*HandHeld Radio* – позначимо як **НН**).

Мережа побудована на обладнанні компанії Motorola стандарту *DMR*. Параметри ретранслятора і радіостанцій, які потрібні для розрахунків зведені у таблицю 1.3.

Таблиця 1.3 – Основні характеристики радіообладнання мережі

№	Параметр	Base DR3000	Mobile DM4600	НН DP4800
1	Діапазон частот, МГц	136-174		
2	Потужність Вт, дБ	20-54 (20)	20-54 (20)	5
3	Чутливість приймача, мкВ	0,3	0,3	0,3
4	Коефіцієнт підсилення антени, дБі	5	2	2
5	Поляризація	вертикальна		
6	Висота встановлення антени над поверхню землі, м	(30)	2	1,8
7	Втрати у фідері (дуплексері, з'єднувачах тощо), дБ	1,5	0,5	0,5

В роботі використана версія ПЗ *Radio Mobile v.11.6.8*.

Перш за все, у програмі Radio Mobile необхідно вибрати місце розташування ретранслятора. Точне місце встановлення щогли ретранслятора визначимо після вивчення рельєфу місцевості, визначення наявності споруд з плоскими дахами та можливості встановлення обладнання поруч з джерелом електроживлення з урахуванням наявності обмеженого доступу та системи охорони.

Карта місцевості отримана з допомогою Google Map наведена на рис. 1.11.



Рисунок 1.11 – Карта місцевості отримана з допомогою Google Map

Для визначення географічних координат місця встановлення ретранслятора можна використовувати вбудований у смартфон приймач GPS у додатку *Google Map*, а також зручно скористатися картою *Google Earth*, фрагмент якої наведений на рисунку 1.12.



Рисунок 1.12 – Визначення координат з допомогою карти місцевості, яка отримана з допомогою *Google Earth Map*

Попередньо місце встановлення ретранслятора може мати наступні координати: **-48,78331N, -29,32425E**.

Особливу трудність при розрахунку зони покриття викликає необхідність врахування рельєфу місцевості для профілю траси кожного радіального напрямку. Наявність у зоні покриття різного роду індивідуальних особливостей на шляху поширення радіохвиль (штучних та природних завад, наявної рослинності) істотно впливають на розмір зони обслуговування, особливо на появу всередині неї так званих зон радіотіні, де приймання сигналу взагалі стає неможливим.

Для проведення розрахунків з використанням програми *Radio Mobile* перш за все необхідно обрати карту необхідної місцевості та задати три основні параметри:

- *мережа*,
- *система*,
- *станція*.

Мережа – визначає загальну групу радіостанцій і набір робочих характеристик, складається з базових, мобільних та портативних станцій в межах радіомережі.

Система – визначає конкретні робочі характеристики будь-якої радіостанції: потужність передавача, чутливість приймача, загасання в лінії, висота підвісу антени, тип антени і коефіцієнт підсилення антени.

Станція – кожна радіостанція в мережі, саме: базові станції, ретранслятори, мобільні станції і портативні станції.

Карта рельєфу місцевості та введення координат ретранслятора

Вибір необхідного місцезнаходження робимо наступним чином:


Файл → **Властивості карти** (). Для відкриття карти місцевості в програмі потрібно натиснути клавішу F8, у вікні, натиснувши клавішу «Ввести широту, довготу», ввести координати місця розташування ретранслятора (Base 1), встановити розмір карти, що витягується в пікселях: 1347×578 пікселів), після чого натиснути в даному вікні клавішу «Видобути» (рис. 1.13).



Рис.1.13 – Вікно «Властивості» карти

Після команди «Видобути» з'являється пропозиція об'єднати зображення (рис. 1.14). Якщо потрібен тільки рельєф, натискаємо «Скасувати». Отримаємо карту, яка зображена на рис. 1.15. Якщо обраємо джерело карти Open Street Map, та надаємо команду «Малювати», отримуємо карту, яка зображена на рис. 1.17.

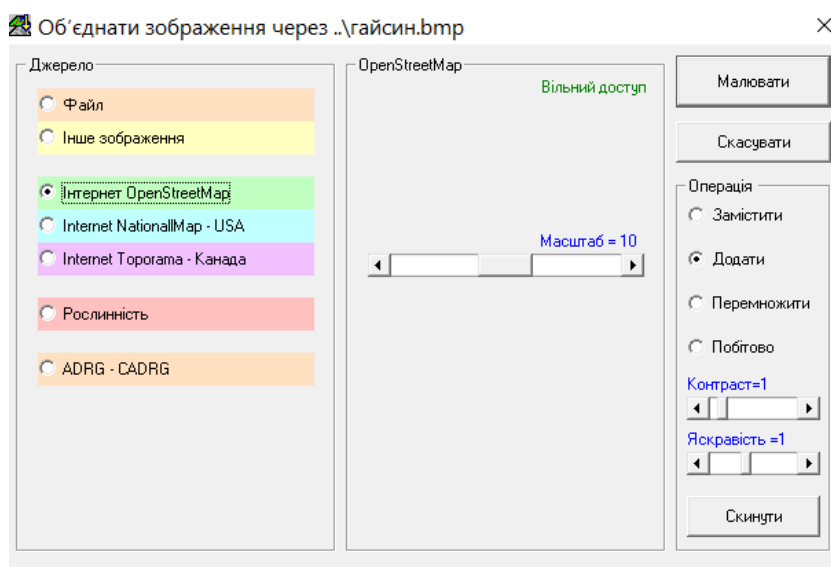


Рисунок 1.14 – Вікно «Джерело» для вибору карт

Програма відобразить карту місцевості м. Гайсин і прилеглої до нього території (рис. 1.15):

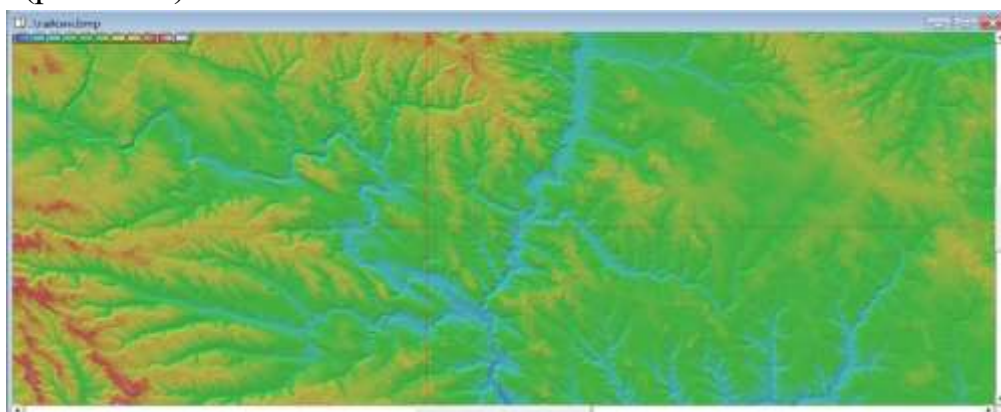


Рисунок1.15 – Карта місцевості з рельєфом

Переведення курсору у любую точку карти у окремому вікні покаже координати та сітку висот, як показано на рис. 1.16.



Рисунок 1.16 – Вікно сітки висот та координат курсора



Рисунок 1.17 – Карта місцевості у форматі Open Street Map

Легенда про висоти на карті базової мережі відображається та розміщується за умовчанням у лівому верхньому куті схеми. При бажанні змінити її розташування або зовсім не відображати слід відкрити поле **Файл/Властивості зображення**, щоб показати її на задньому плані (рис. 1.18).

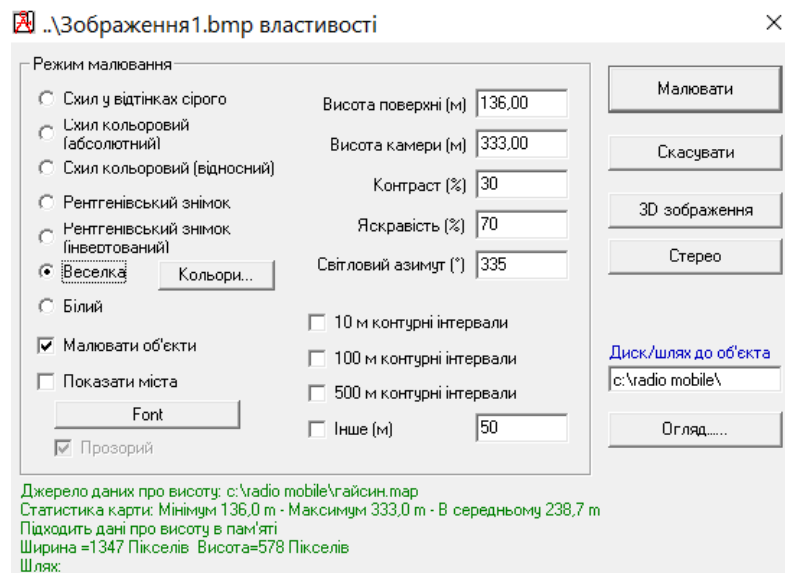



Рисунок 1.18 – Властивості зображення

Коли обрано значення «Веселка» в якості режиму малювання, вибірка мишкою кнопки **Кольори** створює інше поле (рис. 1.19), в якому можна змінити відображення кольору і межі висот. У нижньому правому куті цього підвіконня є область, що управляє розташуванням легенди з кнопкою 1-прапорцем для блокування.



Рисунок 1.19 – Кольори «веселки» для відображення висот рельєфу

Налаштування параметрів мережі

Для цього необхідно у вікні «Властивості мереж» (відповідна піктограма ) , натиснути клавішу «Параметри», у полі «Назва мережі» ввести під час розрахунку зони покриття передавача назву цієї мережі, наприклад, «**Base 1**». Далі в цьому ж вікні потрібно вказати значення робочого діапазону частот (168,5 МГц та 174 МГц), вид поляризації (у нашому випадку – *вертикальна*), вибрати режим роботи «**Разовий**», вказати для досліджуваного регіону значення

питомої провідності ґрунту σ і діелектричної проникності середовища ε (для Гайсина $\sigma=0,005$ См/м, $\varepsilon=20$). Крім того, у вікні «**Властивості мереж**», «**Параметри**» слід вказати також відсотки часу T і місць L , протягом яких у зоні покриття перевищуються необхідні рекомендацією ITU-R мінімальні медіанні значення напруженості поля передавача: ці значення становлять 50%, 50% і 70%. Потім слід поставити галочку в одній із позицій поля «**Клімат**», в районі Гайсина – «**Континентальний помірний**» з відносною зимою і спекотним, сухим літом. Приклад настроювання «**Властивості мережі**», «**Параметри**» дивися на рис.1.20.

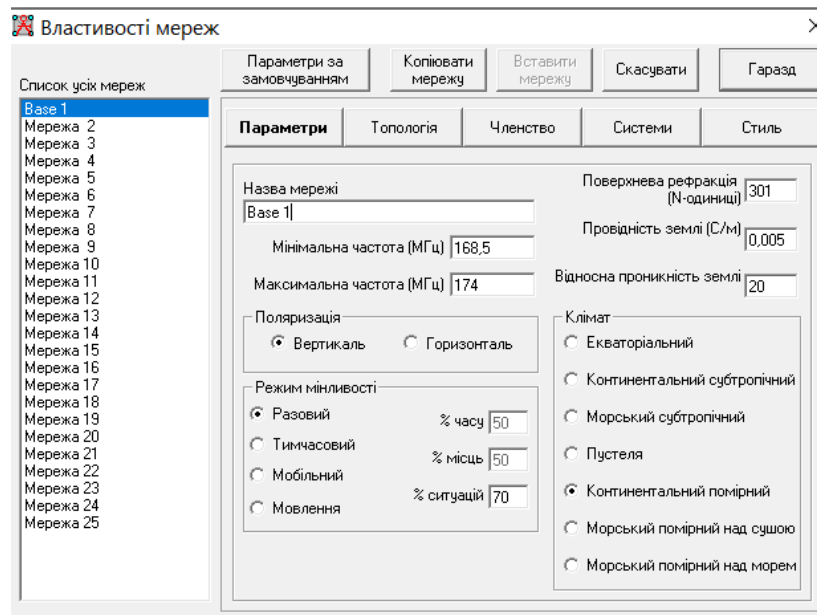


Рисунок 1.20 – Властивості мереж

Далі у вікні «**Властивості мереж**» слід натиснути кнопку «**Топологія**» і у вкладці, що відкрилася, для мережі активувати пункти «**Видно**» і «**Голосова мережа**». Для цифрової мережі потрібно в цьому вікні активувати показник «**Мережа даних, топологія зірка...**». Налаштовуємо вкладку «**Топологія**» як наведено на рис. 1.21.

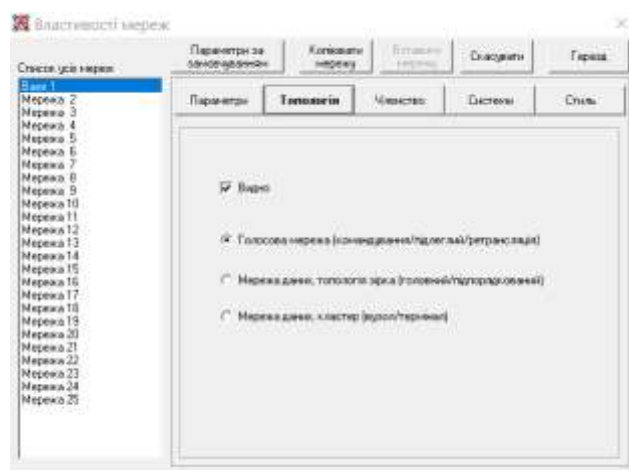


Рисунок 1.21 – Налаштовуємо вкладці «**Топологія**»

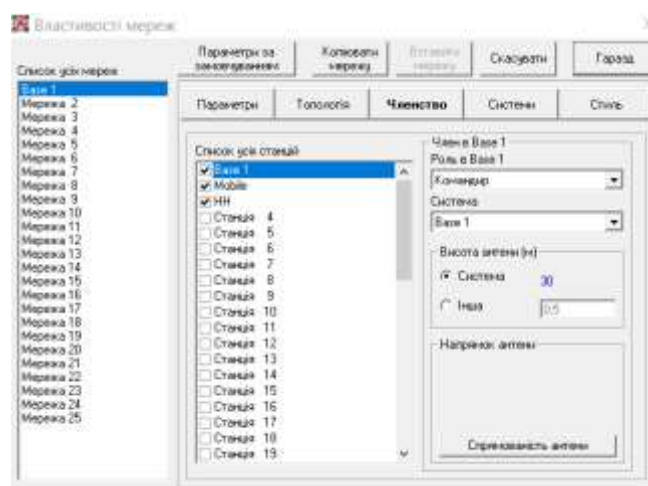
Після чого слід натиснути кнопку «Членство» і у вкладці, що відкрилася, для радіомережі, виділяючи галочкою відповідні позиції, ввести назви станцій приймання, наприклад, замість «Станція 1» у цій позиції написати «Base 1», нижче замість «Станція 2» ввести **Mobile**, нижче замість «Станція 3» ввести **НН** (Hand held – портативна радіостанція). У правій частині цієї вкладки необхідно вказати призначення кожної станції: для ретранслятора (базової станції) це «Командир», для Mobile та НН станцій – «Підлеглий» та приналежність до системи: Base 1, Mobile, НН, а також вказати висоти антен у кожній системі.

Налаштовуємо вкладку «Членство» наведено на рис. 1.22 а), б), в).

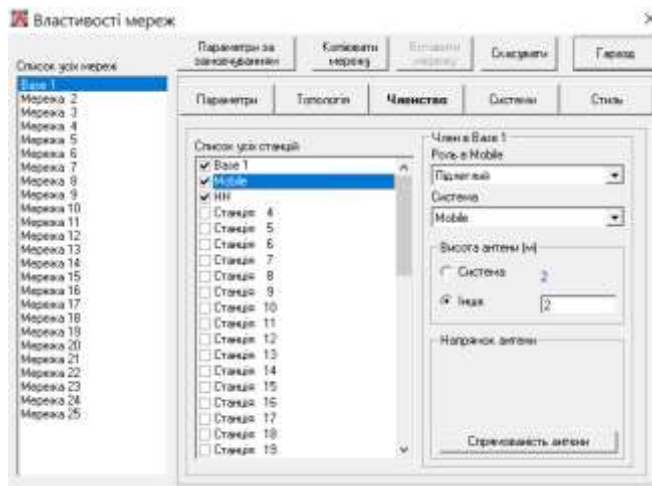
У розділі «Властивості мережі» вікно «Стиль» використовується при розрахунках радіоліній.

Після чого необхідно перейти в розділ «Системи» і у вкладці, що відкрилася, для кожного виду досліджуваного каналу заповнити вихідні дані: «Назва радіосистеми» (*Base 1, Mobile, НН*), та для кожної системи ввести наступні параметри:

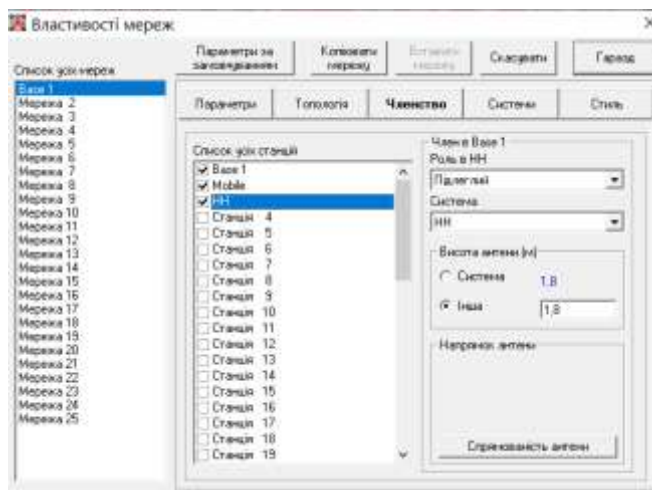
- «Потужність передавача» (Вт);
- «Поріг чутливості приймача» (мкВ);
- «Втрати в лінії» передавальної антени з урахуванням усіх з'єднань (дБм);
- «Тип антени» з урахуванням її характеристик спрямованості (дБм);
- «Підсилення антени» (дБм);
- «Висота антени» (м);
- «Згасання у додатковому кабелі» (дБм), якщо такий є.



а)



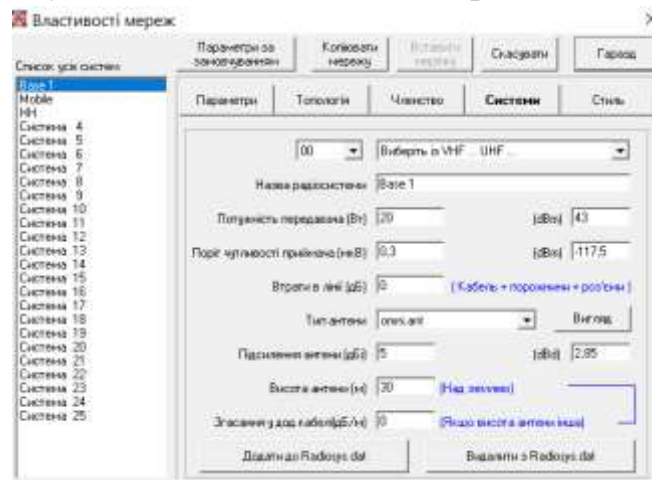
б)



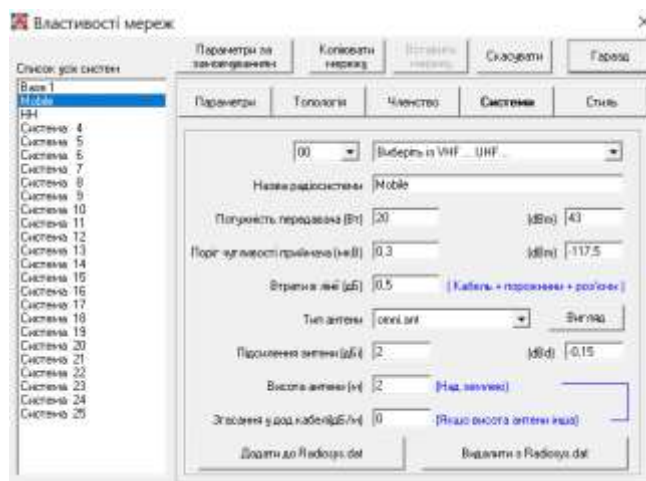
в)

Рисунок 1.22 а, б, в – Налаштування вкладки «Членство» для елементів мережі

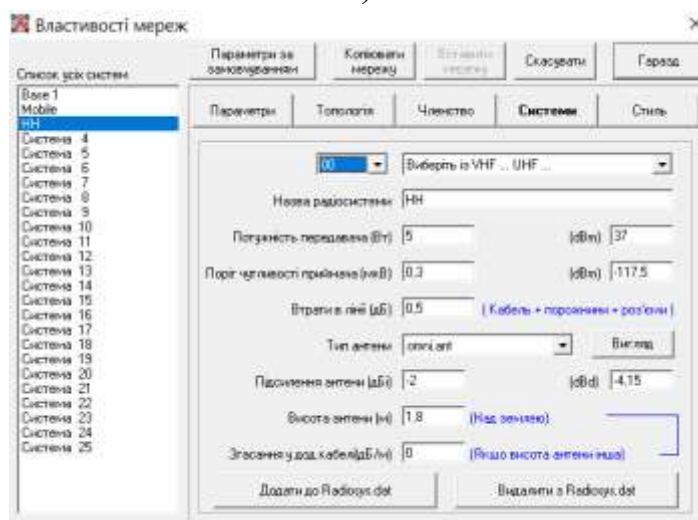
Після введення цих даних слід натиснути клавішу «Гаразд». Налаштовуємо вкладку «Системи» наведено на рис 4.13 а, б, в.



а)



б)




в)

Рисунок 1.23 а, б, в – Налаштування вкладки «Системи»

Властивості станцій

У меню «Властивості станцій» замість «Станція 1», «Станція 2» «Станція 3» вносимо назви «Base 1», «Mobile», «HN» (якщо вони не встановлені автоматично). Далі завантажуюємо карту місцевості (Властивості карти, Видобути – краще після першого відображення карти її не закривати до кінця роботи програми)) та розміщуємо станції на карті висот (карти рельєфу) для чого вибираємо точку на карті, і переходимо в меню **Файл** → **Властивості станції**

() , шляхом «Помістити станцію у позицію курсору». Мобільну та портативну радіостанції розміщуємо у довільних місцях. У процесі розрахунків програма самостійно буде переміщувати їх радіально та по азимуту. Для позначення на карті базової станції, координати якої введені раніше, шляхом «Помістити курсор на позицію станції». Вкладку «Властивості станцій» наведено на рис. 1.24 а, б, в.

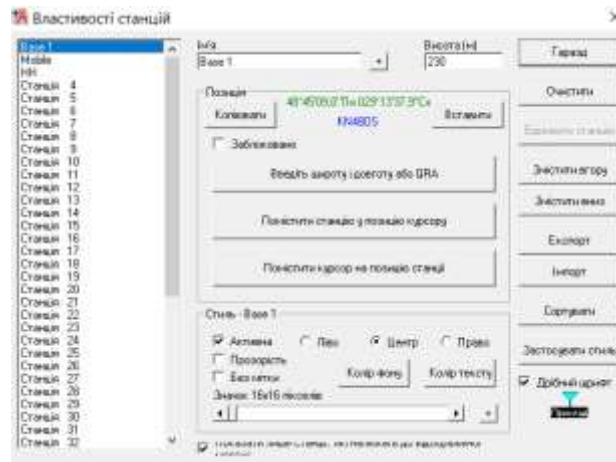
В даному вікні обираємо станцію і встановлюємо в позицію курсора або задавши координати вибраної точки на карті. Також можна вказати ім'я станції змінити висоту станції та змінити стиль відображення на карті.

У пункті меню «Показати мережі» є можливість перевірити елементи системи радіозв'язку. Для візуалізації на карті вибираємо Вид→Показати→

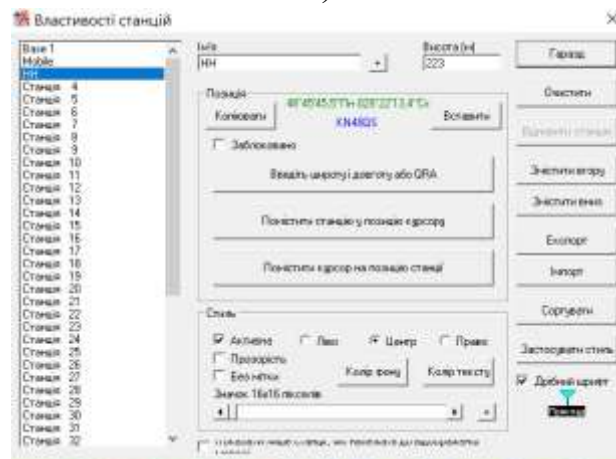
Мережі або натиснути піктограму . Приклад реалізації приведено на рис. 1.25.

Або у вікні «Властивості станції» слід поставити галочку в одній із позицій поля «Показати лише станції, які належать до відображеної мережі». Приклад реалізації приведено на рис. 1.26.

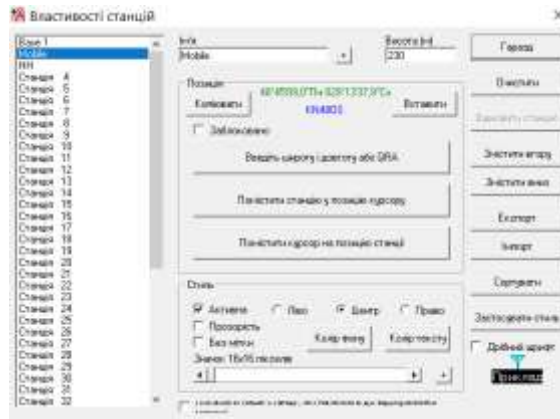
Слід мати на увазі, що станція повинна бути активована як у вікні **Властивості мережі**, так і у вікні **Властивості станції**, щоб вона була відображена на карті.



а)



б)



в)

Рисунок 1.24 а, б, в – Властивості станцій мережі

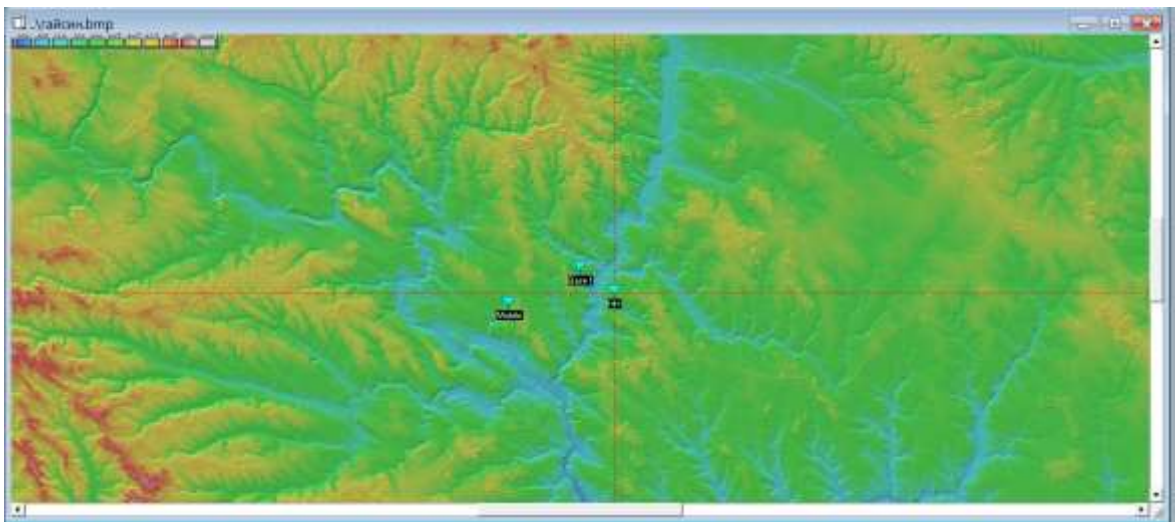


Рисунок 1.25 – Рельєф зі станціями



Рис. 1.26 – Відображення станції мережі.

Переміщення станцій

Для переміщення станції на карті клацнути лівою кнопкою мишки на місці на карті, де буде розміщена станція, а потім клацнути правою кнопкою по станції. З'явиться запит на переміщення станції на позицію курсора (рис. 1.27).

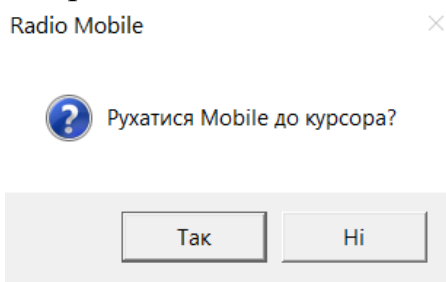


Рисунок 1.27 – Запит на переміщення станції

Відповідно, відкриття вкладки **Властивість станції** дає можливість вибрати будь-яку станцію та визначити її місцезнаходження з позначенням широти та довготи.

Розрахунок зони обслуговування

Для розрахунку зони обслуговування базової станції слід у меню «Інструменти» відкрити вікно «Радіопокриття», потім «В полярних координатах». Далі налаштовуємо відображення зони охоплення кольори стиля (рис.1.28).

У вікні «**Радіальний діапазон**» треба вказати мінімальну і максимальну відстані, потім обрати колір та стиль графіка для відображення зони покриття і в лівій нижній частині цієї вкладки вказати порогове значення напруженості поля на кордоні зони покриття, дБм (мкВ/м). Розраховувати зони обслуговування потрібно окремо для мобільних (Mobile) і портативних (НН) абонентських радіостанцій. Тепер слід натиснути клавішу «Малювати» і програма відобразить зону покриття в обраному кольорі та іншими деталями.

При об'єднанні рисунку із зоною обслуговування, у якій різним кольором зазначаються різні рівні електромагнітного поля, та кольорової карти рельєфу, відбувається накладання кольорів зображень, в результаті кольору яких спотворюються і може з'явитися наприклад чорний колір.

Покриття у полярних координатах

Центральна Base 1 Малювати

Мобільна станція Mobile Скасувати

Мережа Base 1

Напрямок каналу

Центральний Tx - Мобільний Rx

Центральний Rx - Мобільний Tx

Найгірший напрямок

Радіальний діапазон (км)

Мінімум 0,01 Максимум 50

Графік

Контурна лінія В Колір

Заповнити область

Суцільний

Стиль цієї мережі

Веселка

Розмиття

Complete.wav Колір

Сектор (°)

Мінімум 0 Максимум 360 Крок 1

Спрямованість антени

Врах. спрямованість антени

omni.ant Показати спрямованість

Поріг

S-Unit Автоматично

dBm Від -107,0

мкВ До

дВмкВ/м До -67,0

Зберегти дані покриття (TXT)

Малювати Малювати фон Маленька

Рисунок 1.28 – Налаштування відображення зони обслуговування

Результати розрахунків зон обслуговування на карті *OpenStreetMap* із кільцями відстані для мобільної та портативної радіостанцій наведені на рис 1.29 та 1.30 відповідно.

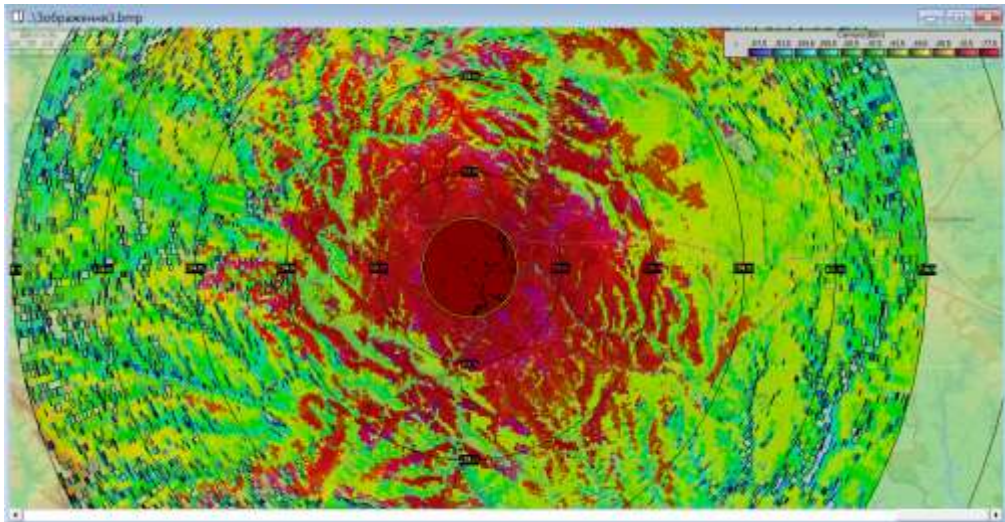


Рисунок 1.29 – Зона обслуговування для мобільної радіостанції з кільцями відстані від передавача на карті *OpenStreetMap*

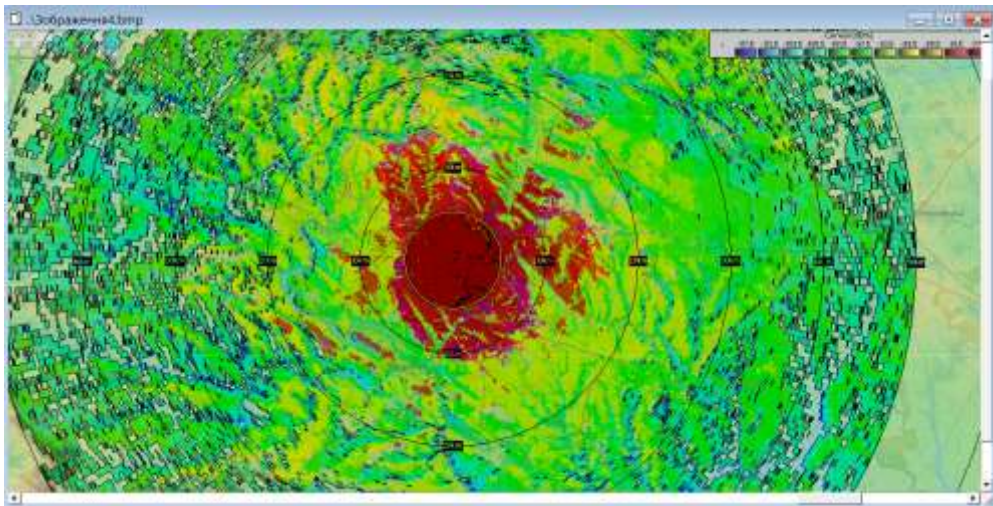


Рисунок 1.30 – Зона обслуговування для портативної радіостанції з кільцями відстані від передавача на карті *OpenStreetMap*

Радіоканал

Для налаштування радіоканалу необхідно у *Властивостях мережі* відкрити вкладку «Стиль», вибрати «Режим поширення», наприклад, «Два промені» у разі прямої видимості, а також межі зміни чутливості приймача в дБ від введеного раніше значення (рис. 1.31).

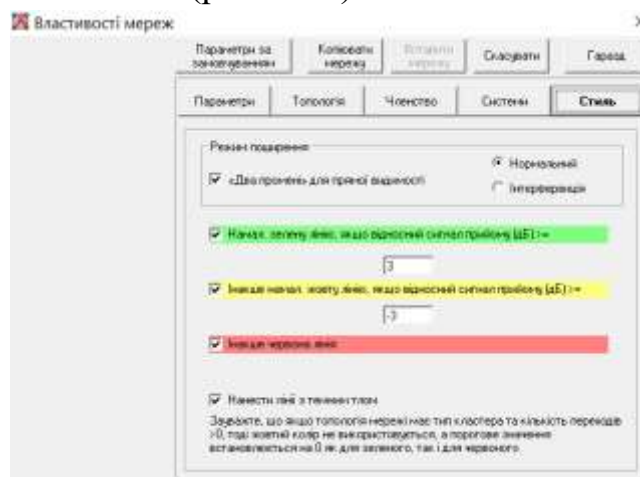


Рисунок 1.31 – Налаштування вкладки «Стиль»

Вкладка «Стиль» застосовується для показу рівня сигналу вдовж радіолінії. Колір шкали залежить від рівня сигналу по радіолінії. По замовченню зелений колір означає, що рівень сигналу перевищує чутливість приймача не менш чим на **3 дБ**.

Для оцінки особливостей профілю траси слід в основному вікні програми *Radio Mobile* у меню «Інструменти» вибрати вкладку «Радіоканал», далі в нижній її частині зліва з-поміж можливих станцій вибрати «Base», а праворуч –

одну з можливих станцій приймання, наприклад, *Mobile* (рис. 1.32) або *НН* (рис. 1.33).

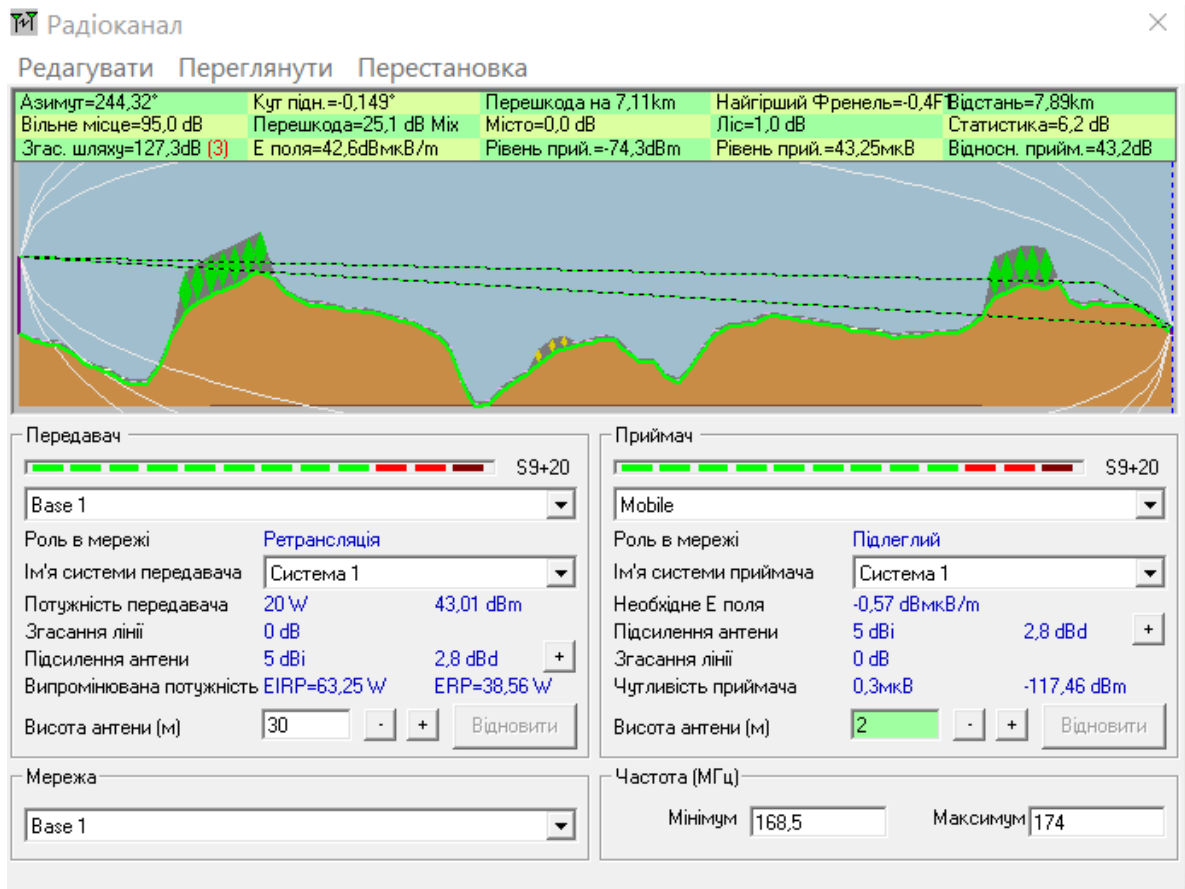


Рисунок 1.32 – Профіль радіоканалу «ретранслятор-автомобільна радіостанція»



Рисунок 1.32 – Профіль радіоканалу «ретранслятор-портативна радіостанція»

Висновки

Результати розрахунків із використанням ПЗ *Radio Mobile* дозволяють:

- оцінити можливі параметри сигналу в точці приймання на певній місцевості;
- обрати оптимальне розміщення передавача ретранслятора або базової станції;
- визначити зони радіопокриття / обслуговування відповідного радіообладнання на реальних картах місцевості;
- оптимізувати радіомережу, що проектується.

Контрольні питання та завдання:

1. Що таке втрати при передачі радіохвиль, від чого вони залежать?
2. Яким чином визначаються втрати сигналу у вільному просторі?
3. За якою формулою (в логарифмічних одиницях) розраховується потужність сигналу на вході приймача?
5. Що впливає на значення додаткових втрат енергії на трасі зв'язку?
6. Що таке відстань прямої видимості?
8. Поясніть труднощі визначення загасання енергії радіохвиль у середовищі поширення. Чим вони зумовлені?
10. Що таке земні радіохвилі?
12. Що таке іоносферні радіохвилі?
13. Поясніть явище інтерференції, рефракції та дифракції радіохвиль.
16. Який основний механізм поширення радіохвиль діапазонів частот понад 30 МГц?
17. Який основний механізм поширення декаметрових хвиль?
18. Криви напруженості поля (криви поширення радіохвиль) MCE-P, сфера застосування.
19. Дайте визначення зони покриття (охоплення) та зони обслуговування. За яких умов вони збігаються?
20. Обґрунтуйте доцільність використання статистичної та детермінованої моделей ПРХ.
21. Які методики використовують для розрахунку множника ослаблення під час поширення радіохвиль в умовах міста?
22. Яка зі статистичних (емпіричних) моделей поширення радіохвиль діапазону ультрависоких частот є найбільш універсальною, її сфера застосування, можливості та точність.
23. В чому полягає особливість моделі Лонглі-Райса, де вона застосовується?
24. Яке вам відоме програмне забезпечення для автоматизованого проектування радіомереж?

25. Можливості та умови застосування програмного забезпечення Radio Mobile?
26. Який порядок інсталяції Radio Mobile?
27. Як виконати проєктування радіомережі на Radio Mobile?
28. Яким чином застосувати результати проєктування для оптимізації мережі?

2. РОЗРАХУНОК ЕМС ЛОКАЛЬНОГО УГРУПУВАННЯ

2.1. Теоретичні основи аналізу ЕМС

Під електромагнітною сумісністю (ЕМС) розуміють *здатність радіоелектронних засобів (РЕЗ) одночасно функціонувати з обумовленою якістю в реальних умовах експлуатації з урахуванням впливу на них ненавмисних радіозавад без створення недопустимих радіозавад іншим РЕЗ.*

З визначення випливає, що радіосистема вважається електромагнітно сумісною з іншими РЕЗ, якщо вона:

- *не створює завад іншим системам;*
- *не сприймає ненавмисні завади від інших систем;*
- *не створює завади собі.*

Збільшення кількості РЕЗ призводить до того, що при одночасній роботі вони починають впливати один на одного. Електромагнітні випромінювання можуть порушити якість роботи РЕЗ, аж до повної неможливості виконання ними своїх функцій.

Сукупність електромагнітних полів у певній частині простору, смуги частот та інтервалу часу, що впливають на якість функціонування РЕЗ і РВП, становлять собою електромагнітну обстановку (ЕМО) в цій області.

Поява нового РЕЗ змінює ЕМО в місцях, де вже розташовані інші РЕЗ. Ця зміна може погіршити якість функціонування деяких з них.

Електромагнітні випромінювання будь-якого радіопередавача зосереджені як у смузі його робочої частоти (*основне випромінювання*), так і за межами цієї смуги (*неосновне випромінювання*). І основне, і неосновне випромінювання при використанні, наприклад, направлених антен можуть поширюватися як у головній пелюстці діаграми направленості, так у бокових, і в задній. В головній і в бокових пелюстках випромінюються електромагнітні хвилі як з робочою поляризацією, так і з поляризацією, параметри якої відмінні від робочої.

Причини та шляхи виникнення завад при роботі радіозасобів ілюструє наступна схема (рис.2.1), на якій показані умовні виходи радіопередавачів (РПДП-1 та РПДП-2) та умовні входи радіоприймачів (РПП-1 та РПП-2) з ознаками (частотними, просторовими, поляризаційними) розподілу випромінювання радіопередавачів та ознаками селекції (вибірковості) радіоприймачів.

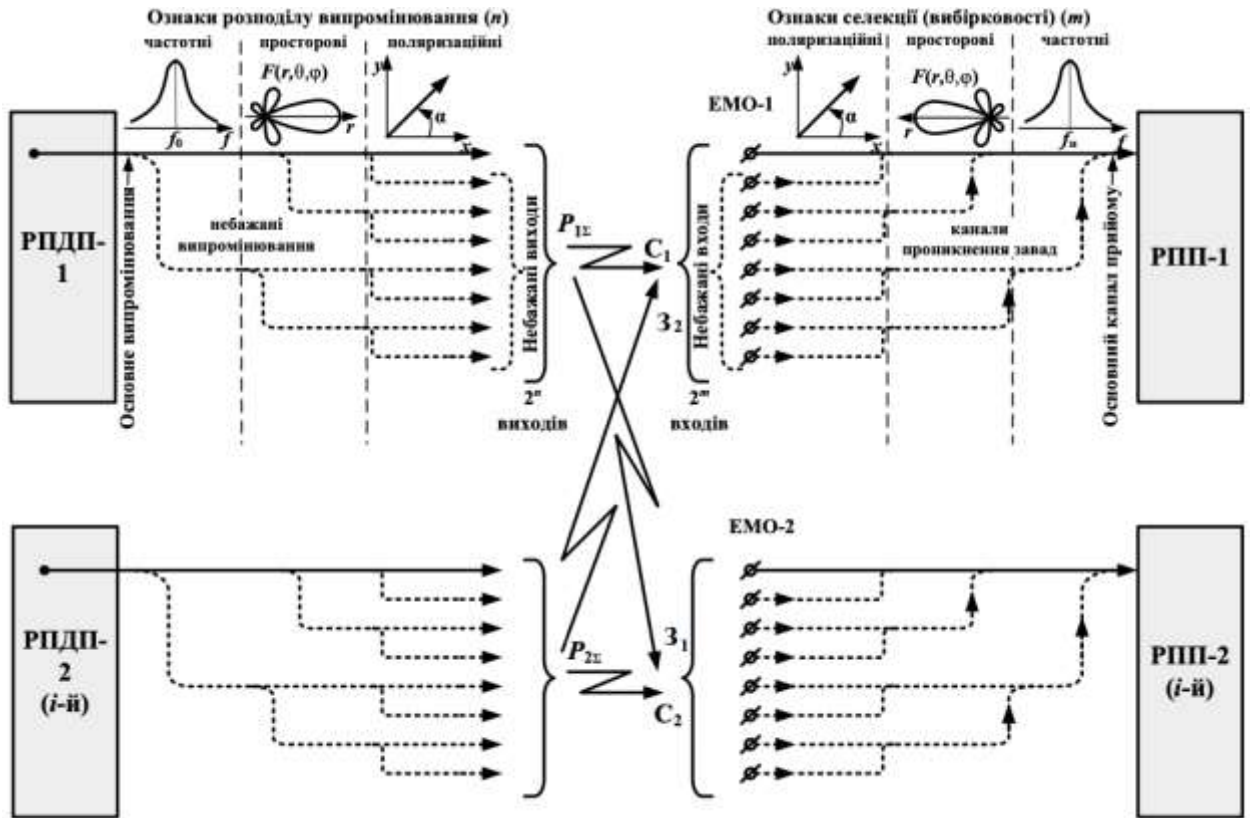


Рисунок 2.1 – Схематична інтерпретація виникнення завад
 (P_{Σ} – сумарна вихідна потужність випромінювання, C – корисний сигнал,
 Z – завада)

Аналіз ЕМС проводиться спочатку в *районі планування РЕЗ* з наступним уточненням, при необхідності, у *місці розташування – локального угруповання РЕЗ (об'єктова ЕМС)*. Аналіз результатів розрахунку ЕМС передбачає порівняння розрахованих рівнів (як для «дуельної ситуації», так і з урахуванням множинного впливу) з припустимим рівнем завади за критерієм захисного енергетичного відношення.

За результатами порівняння робиться висновок про допустимість рівня завад і, отже, виконання умов ЕМС та можливість частотного присвоєння, або про перевищення рівня завад і необхідність зміни номіналів робочих частот радіозасобів або застосування додаткових заходів забезпечення ЕМС.

Процес аналізу *об'єктової ЕМС* може бути розділений на *кілька етапів*, залежно від джерел і причин виникнення завад:

- комбінаторний аналіз;
- просторовий аналіз;
- енергетичний аналіз;

– *конструктивний аналіз.*

Комбінаторний аналіз має на меті виявити можливі комбінації частот, що збігаються із частотами приймання радіозасобів, розміщених на об'єкті. За результатами комбінаторного аналізу, залежно від наявного частотного ресурсу та технічних параметрів радіосистем, можуть бути ухвалені рішення про корегування частотних планів шляхом заміни уражених частот приймання або частот передачі, що беруть участь в утворенні "небезпечних" комбінаційних продуктів.

Просторовий аналіз проводиться для тих радіозасобів об'єкту, випромінювання яких беруть участь в утворенні комбінаційних продуктів, що збігаються із частотами приймання. Метою просторового аналізу є дослідження можливостей скорочення списку "небезпечних" частот за рахунок наявної просторової розв'язки антен або шляхом створення (збільшення) такої розв'язки на стадіях проектування та монтажу відповідних радіозасобів.

Енергетичний аналіз проводиться для тих радіозасобів об'єкту, випромінювання які беруть участь в утворенні комбінаційних продуктів, що збігаються із частотами приймання та для яких просторова розв'язка антен недостатня і по системних або конструктивних міркуваннях не може бути збільшена до необхідної величини.

Конструктивний аналіз, тобто аналіз конструкцій і матеріалів опори, безпосередньо антени та пристроїв її кріплення, проводиться з метою виявлення джерел заводового впливу.

РЕЗ, що планується для дослідження по впливу завод, може бути джерелом завод для інших РЕЗ у районі планування. В цій розрахунковій роботі досліджується *тільки вплив завод РЕЗ, встановлення яких планується, на приймальний пристрій існуючого (діючого) РЕЗ локального угруповання, що в рамках тільки комбінаторного, просторового та енергетичного аналізів.*

Загальні характеристики РЕЗ та району планування

Технічні характеристики РЕЗ:

- потужність передавального пристрою;
- центральна (несівна) частота передавача;
- спектр (частотна маска) сигналу передавача;
- ступінь придушення небажаних випромінювань;
- азимут максимального випромінювання антени;
- коефіцієнт підсилення антени, її тип і поляризація випромінювання;
- діаграма спрямованості антени;
- висота підвісу антени;
- втрати у фідері;
- центральна частота приймача;
- амплітудно-частотна характеристика приймача;
- чутливість приймача;
- величина необхідного захисного співвідношення.

До характеристик місць розташування РЕЗ відносяться:

- географічні координати;
- висота місця встановлення радіообладнання над рівнем моря;
- значення ефективної висоти, ступеня нерівності, а також кута просвіту місцевості для різних азимутальних напрямків;
- тип забудови місцевості.

До характеристик смуги частот району планування відносяться:

- частоти, яким надається перевага (кращі частоти);
- частоти, що вимагають додаткової координації – узгодження (для прикордонних районів);
- заборонені частоти.

Спектр сигналу та пояснення критерію вибору РЕЗ, що заважають за частотною ознакою.

Спектр електричного сигналу – це частотний розподіл потужності, амплітуди струму або напруги сигналу.

Нормована обвідна спектра радіовипромінювання наведена на рис. 2.2.

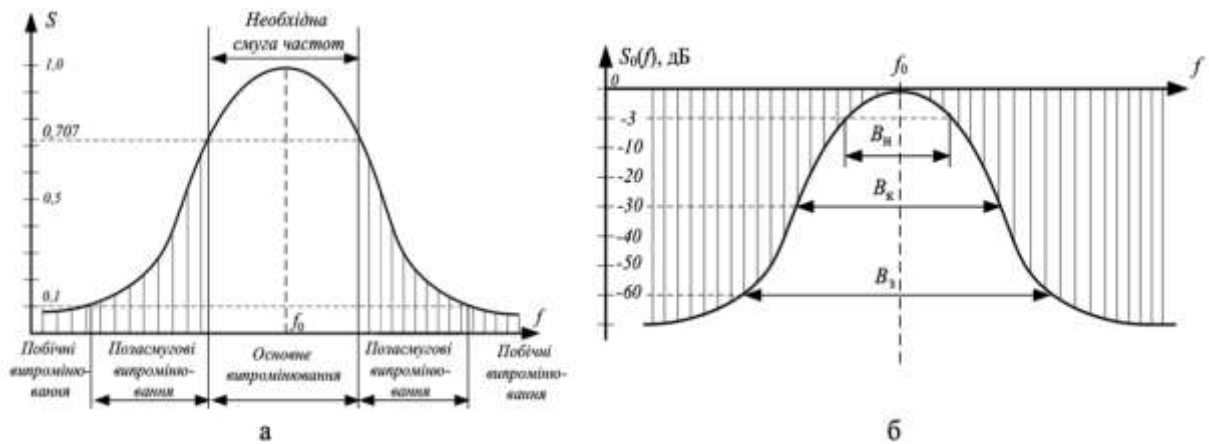


Рисунок 2.2 – Нормована обвідна радіовипромінювання $S(f)$:
а – в лінійному масштабі, б – в логарифмічному масштабі.

Основне радіовипромінювання – це випромінювання радіопередавального пристрою в необхідній смузі частот.

Необхідна смуга радіочастот (B_n) (англ. necessary bandwidth) – це мінімальна смуга радіочастот даного класу випромінювання, яка достатня для передавання сигналу з необхідною швидкістю та належною якістю.

Ширина необхідної смуги частот, у межах якої зосереджене основне випромінювання, є відомою, оскільки визначена у класі випромінювання (зазвичай вважається, що ширина необхідної смуги частот B_n визначається на рівні $X = -3$ дБ від значення рівня сигналу на центральній (для більшості сигналів) частоті (f_0)).

Методи вимірювання ширини смуги на рівні X дБ наведено у Рекомендації ITU-R SM.328.

Контрольна смуга частот (B_k) використовується для контролю і нормування позасмугового випромінювання, а також у разі оцінювання частотного рознесення РЕЗ та визначається на рівні $X = -30$ дБ від значення рівня сигналу на центральній частоті (f_0). Її перевищення неприпустиме.

Згідно Рекомендації МСЕ використовується також термін **займана смуга частот (B_z)** (*OBW – Occupied BandWidth*) – це така ширина смуги частот, за межами якої зліва та справа зосереджено по $\frac{\beta}{2}$ % загальної середньої потужності даного випромінювання.

Якщо інше не зазначено в Рекомендаціях ITU-R для відповідного класу випромінювання, то значення $\frac{\beta}{2}$ слід приймати як 0,5%. Таким чином, у займаній смузі частот зосереджено **99** % всієї середньої потужності випромінювання.

Значення B_z істотно залежить від класу випромінювання та параметрів модулюючих сигналів (а саме – верхня частота модулюючого сигналу). Для

сигналів усіх класів випромінювання, окрім спеціально обумовлених, **смуга B_3 не повинна перевищувати B_H більш ніж на 20%**.

В розрахунках будемо вважати, що ширина займаної смуги частот передавача (зазначимо B_{Tx}) пов'язана з шириною необхідної смуги частот B_H коефіцієнтом **1,2** та дорівнює: $B_{Tx} = 1,2 \times B_H$.

В загальному спектрі радіовипромінювань РЕЗ (рис. 2.5а) **основне** випромінювання супроводжується **небажаними** випромінюваннями, які знаходяться за межами необхідної смуги B_H , до складу яких входять:

- побічні випромінювання;
- позасмугові випромінювання.

Шляхи надходження небажаних випромінювань до вільного простору різноманітні:

- через антенно-фідерну систему;
- ланцюгами живлення та монтажними дротами;
- через кабелі, роз'єми, вентиляційні отвори в кожухах радіоапаратури тощо.

Згідно визначенню, даному в Регламенті радіозв'язку, **випромінювання на частоті або частотах, розміщених за межами ширини необхідної смуги частот, рівень якого може бути понижений без будь-яких втрат для відповідної передачі повідомлень**, називають **побічними випромінюваннями**. До побічних випромінювань відносять випромінювання на:

- гармоніках (субгармоніках);
- паразитні випромінювання;
- продукти інтермодуляції та частотних перетворень.

В основі їх появи лежать **нелінійні процеси**, що виникають в окремих вузлах РЕЗ, по елементах яких протікає струм високої частоти, наприклад, у трактах формування високочастотних сигналів та в антенно-фідерних трактах, але вони не пов'язані з процесом модуляції несучих коливань.

Рівні побічного випромінювання згідно Рекомендації *ITU-R SM.329* визначають в таких контрольних смугах частот:

- 1 кГц – для діапазону 9 ... 150 кГц;
- 10 кГц – для 150 кГц ... 30 МГц;
- 100 кГц – для 30 МГц та 1 ГГц;
- 1 МГц – понад 1 ГГц.

Рівень побічних випромінювань зазвичай подається відносно основного випромінювання в децибелах. Допустимі рівні потужності побічних випромінювань, які супроводжують основне випромінювання передавача, нормуються відповідними регламентуючими документами. А саме, значення $M_{[дБ]} = 43 + 10 \times \lg P_{[Вт]}$ або альтернативне значення 70 дБ (залежно від того, який

рівень відповідає менш жорстким вимогам) визначають потрібне послаблення потужності будь-яких складових побічного випромінювання відносно середньої потужності P основного випромінювання на виході радіопередавача для більшості радіослужб.

Позасмугові випромінювання – це всі небажані радіовипромінювання на частоті або в смугах частот, які безпосередньо примикають до необхідної смуги радіочастот, і є результатом процесу модуляції, але не включають до себе побічних випромінювань.

На характер позасмугових випромінювань в основному впливають:

- форма модулюючих сигналів (наприклад, імпульсів із надзвичайно крутими фронтами);
- нелінійність модуляційної характеристики;
- перемодуляція;
- обмеження амплітуди сигналу, квантування тощо.

Для оцінки швидкості спадання інтенсивності позасмугового випромінювання РЕЗ використовується *ширина смуги частот B_X на рівні мінус X дБ* відносно основного випромінювання, який прийнято за 0 дБ (рис. 2.3).

Позасмугові випромінювання межують з основним випромінюванням та побічними випромінюваннями. Частотна границя між позасмуговими та побічними випромінюваннями розташована на відстані $2,5 \times B_n$ відносно частоти несучої f_0 (тобто включає основний, перший та другий сусідні канали).

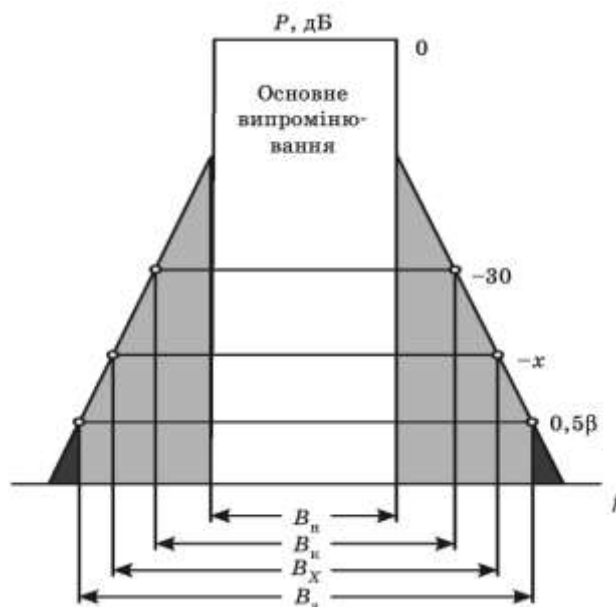


Рисунок 2.3 – Нормована обвідна радіовипромінювання у логарифмічному масштабі (ОВ – основне випромінювання РЕЗ):

(B_n – ширина необхідної смуги частот; B_X – ширина контрольної смуги частот (для більшості видів випромінювання вимірюється на рівні мінус 30 дБ від максимального

значення); B_x – ширина смуги частот на рівні мінус X дБ;
 B_z – ширина займаної смуги частот).

Основний спосіб боротьби з позасмуговими випромінюваннями – частотна фільтрація в місцях їхнього виникнення. Вважається, що позасмугові випромінювання нижчі від рівня $X = -60$ дБ не впливають на умови забезпечення ЕМС РЕЗ у районі планування.

Ідеальний з погляду ЕМС радіоприймач повинен мати лише один – *основний канал приймання* в смузі частот пропускання приймача, в якій приймається основне випромінювання інформаційного сигналу потрібного радіопередавача. В реальних приймачах окрім основного існують також *небажані (неосновні) канали приймання*, що розміщені за межами смуги основного каналу в широкому діапазоні частот, до яких відносять (рис. 2.4б):

- *сусідні канали приймання;*
- *побічні канали приймання:*
 - *на дзеркальній частоті;*
 - *на проміжній частоті;*
- *комбінаційні канали приймання;*
- *канали на гармоніках (субгармоніках) частоти налаштування*

Через основний і неосновні канали на вихід приймача можуть надходити завади, що погіршують ЕМС РЕЗ. Сприйнятливість приймача до радіозавад оцінюється щодо завад, які завдають впливу через антену РПП, а також поза нею, наприклад через корпус по каналах живлення, управління тощо.

Сприйнятливість – це міра здатності радіоприймача реагувати на ненавмисні завади, яка залежить від його чутливості та вибіркості по основному та неосновних каналах приймання (рис. 2.4).

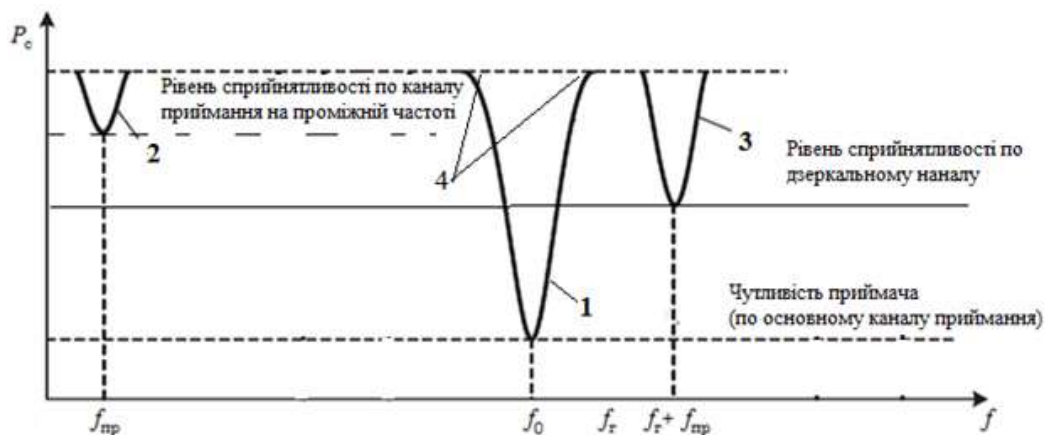


Рисунок 2.4 – Характеристика сприйнятливості до завад супергетеродинного приймача

Основне випромінювання конкретного радіопередавача та його небажані випромінювання можуть бути **ненавмисними радіозавадами** для інших незалежних радіосистем та пристроїв. Пояснення **критерію вибору за частотною ознакою** тих РЕЗ, що потенційно заважають новому частотному присвоєнню наведено на рис. 2.5.

Послаблення завад побічних каналів приймання з метою зменшення сприйнятливості радіоприймача до ненавмисних завад здійснюється в основному двома засобами:

- зменшенням кількості побічних каналів;
- зменшенням чутливості приймача побічних каналів.

Перша задача вирішується шляхом забезпечення лінійності перетворювання частоти перетворювачем, тобто зменшенням числа (інтенсивності) гармонік гетеродину та сигналу.

Вирішення другої задачі здійснюється за рахунок ослаблення завад, діючих на частотах побічних каналів, вибірковыми системами тракту радіочастоти (за рахунок вибіркової ТРЧ).

Рисунок 2.5а – Спектр густини потужності радіовипромінювань передавача:

- 1 – основного; 2 – позасмугового; 3 – на гармоніках; 4 – на субгармоніках;
5 – комбінаційного; 6 – інтермодуляційного; 7 – паразитного; 8 – шумового

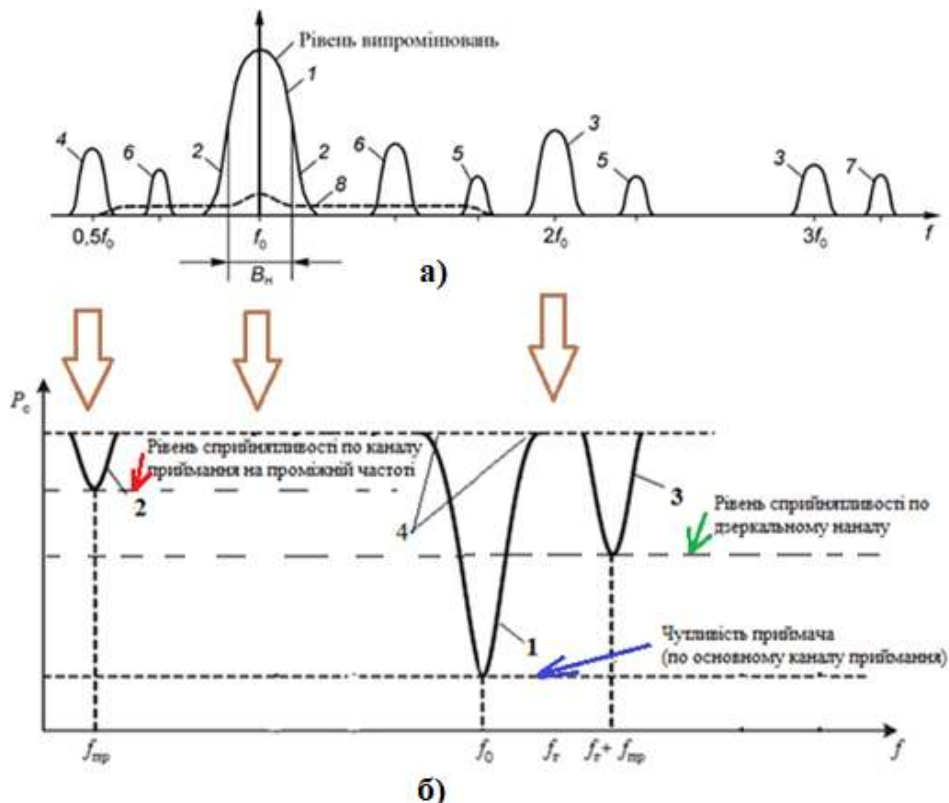


Рисунок 2.5б – Характеристика сприйнятливості до завад супергетеродинного приймача:

1 – основний канал приймання на частоті настроювання $f_0 = f_г - f_{гг}$;

- 2 – побічний канал приймання на проміжній частоті $f_{\text{пр}}$;
- 3 – побічний канал приймання на дзеркальній частоті $f_{\text{дк}} = f_{\text{г}} + f_{\text{пр}}$;
- 4 – побічні канали приймання на комбінаційних частотах $2f_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}}$;
- 5 – побічні канали приймання на субгармоніках частоти настрювання приймача $0,5(f_{\text{г}} - f_{\text{пр}})$ та дзеркальної частоти $0,5(f_{\text{г}} + f_{\text{пр}})$

На рисунку 2.6 наведено АЧХ фільтрів супергетеродинного радіоприймача на основній (радіо) та проміжній частотах. Слід мати на увазі, що фільтр преселектора на частоті сигналу f_c та фільтр на проміжній частоті $f_{\text{пр}}$ мають різні коефіцієнти прямокутності та різну ширину смуги пропускання. Фільтр радіочастоти (РЧ) преселектора переналаштовується разом зі зміною робочої частоти й тому має невисоку вибірковість. Проміжна частота при зміні робочої частоти не змінюється, фільтр проміжної частоти (ПЧ) має АЧХ близькою до П-подібної з високим значенням *коефіцієнту прямокутності* (в разі ідеальної характеристики вибірковості приймача $K_{\text{х}} = 1$, а в реальних приймачах вибірність вважається доброю при $K_{60} = 2 \dots 4$).

При розрахунках вважаємо, що прямокутність спектру випромінювання передавача та прямокутність частотної вибірності приймача (по проміжній частоті) приблизно однакові.

На рисунку 2.6 наведено також розташування на осі частот деяких каналів приймання супергетеродинного приймача (СК_{1,2} – сусідні, ДзК – дзеркальний) та частоту гетеродину $f_{\text{г}}$.

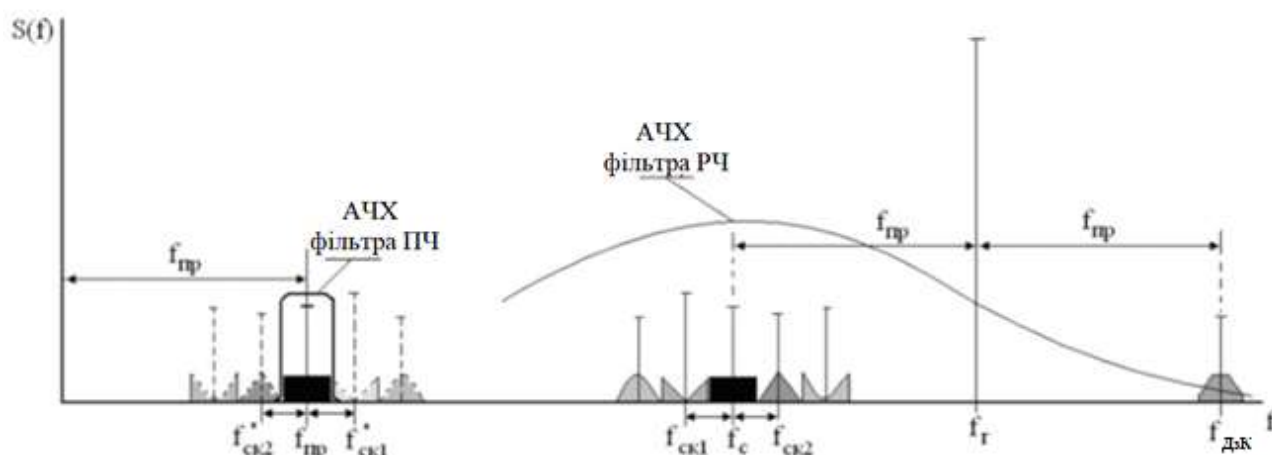


Рисунок 2.6 – АЧХ тракту РЧ (преселектора) та проміжної частоти (ПЧ) приймача

Дзеркальний канал послаблюється у тракці радіочастоти контурами преселектора (вхідним ланцюгом і підсилювача радіочастоти).

Канал на проміжній частоті (ПЧ) послаблюється у тракці радіочастоти (РЧ) контурами преселектора та загороджувальними фільтрами (фільтри пробки), які налаштовуються на проміжну частоту.

Для придушення сусідніх каналів використовують розподілену фільтрацію в тракці проміжної частоти радіоприймача, де відбувається *основне підсилення та основна селекція* – виділення корисного сигналу.

Коефіцієнт частотної вибіркової приймача

Фізичний зміст *коефіцієнта частотної вибіркової приймача (FDR)* полягає у визначенні частини потужності завади, яка попадає в смугу пропускання приймача.

На рисунку 2.7 наведена АЧХ приймача (крива по центру) та спектральна маска сигналу завади (крива правіше).

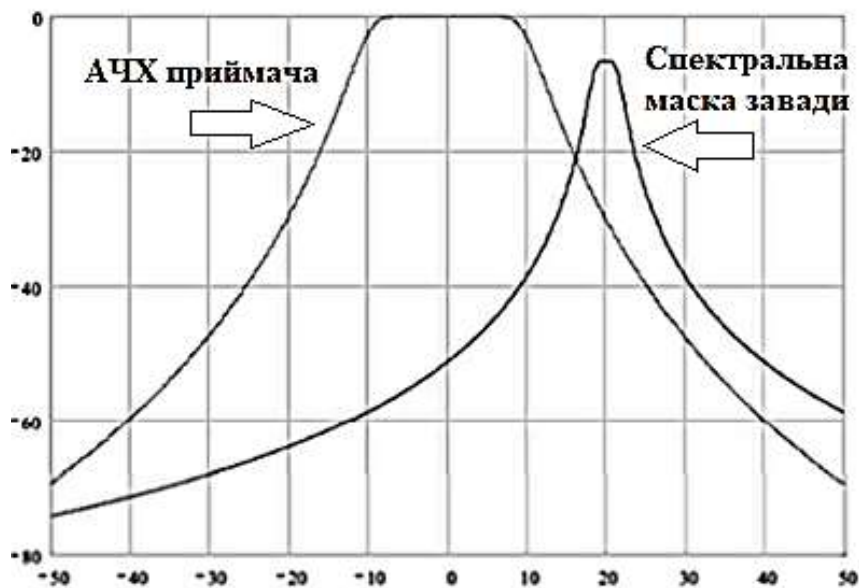


Рисунок 2.7 – Фізичний зміст коефіцієнта частотної вибіркової приймача (*FDR*)

Значення коефіцієнта частотної вибіркової приймача визначається шляхом розрахунку площі перекриття спектральної маски випромінювань передавача-джерела завади і АЧХ фільтра (вхідного або проміжної частоти) приймача-рецептора цієї завади та заданому частотному рознесенні несучих частот сигналу завади і корисного сигналу.

У свою чергу, *FDR* може мати дві складові:

- *коефіцієнт співканальної вибіркової (on-tune rejection – OTR);*
- *коефіцієнт позаканальної вибіркової (off-frequency rejection – OFR).*

Тобто:

$$FDR(\Delta)_{\text{дБ}} = OTR + OFR(\Delta F).$$

Коефіцієнт позаканальної вибіркової (OFR) являє собою ослаблення сигналів у вхідних ланцюгах приймача (преселекторі) на відповідній частоті. Але дані стосовно АЧХ фільтра преселектора (ВЧ фільтра) у більшості випадків

бувають відсутніми. Тому коефіцієнт позаканальної вибіркості в роботі не враховуємо, але у розрахунках враховуємо вибіркості приймача по сусідніх і побічних каналах приймання $S(\Delta f)$ (вважаємо $OFR=0$; $FDR = OTR$).

Розрахунок FDR виконується у разі наявності джерел завад за основним каналом приймання від основного випромінювання передавача, тобто виконання умови (2.1).

В інших випадках при розрахунках він не приймається до уваги, а враховуються придушення неосновних випромінювань передавача $M(\Delta f)$ та вибіркості приймача по сусідніх і побічних каналах приймання $S(\Delta f)$.

У нормативних документах [15] для спрощення рекомендовано проводити розрахунок коефіцієнта частотної вибіркості приймача графічним методом, який використовується лише в тому випадку, коли відомі характеристики стандартизованих спектральної маски випромінювань передавача-джерела завади і АЧХ приймача-рецептора завади.

У зв'язку з нестачею вихідних даних стосовно спектральних масок випромінювання передавача та АЧХ фільтра ПЧ приймача та враховуючи те, що вихідними даними відносно спектра передавача у більшості випадків є лише ширина необхідної смуги випромінювання $B_{\text{нТх}}$ та ширина займаної смуги $B_{\text{Тх}}$, спектральну маску передавача та АЧХ приймача для розрахунку співканальної частотної вибіркості можна представити у вигляді наступних трапецій (рис. 2.8).

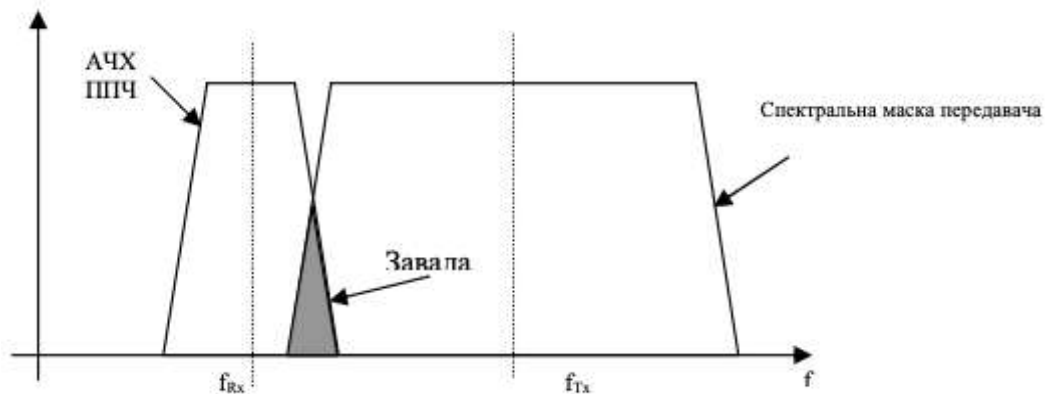


Рисунок 2.8 – Визначення області перекриття спектральної маски випромінювань передавача-джерела завади та АЧХ фільтра ПЧ приймача-рецептора завади

Перевірка умови визначення можливості створення завади від основного випромінювання передавача завади на основний канал приймання приймача визначається виконанням умов (2.1) та (2.2):

$$\Delta f \leq (B_{\text{Тх}} + B_{\text{Rx}})/2, \quad (2.1)$$

де Δf – рознесення частот між несучими (центральною) частотами:

$$\Delta f = |f_{Tx} - f_{Rx}|, \quad (2.2)$$

f_{Rx} – частота налаштування приймача;

f_{Tx} – робоча (центральна) частота передавача,

B_{Tx} і B_{Rx} – відповідно займані смуги випромінювання передавача і смуги пропускання.

В розрахунках будемо вважати, що ширина займаної смуги частот пов'язана з шириною необхідної смуги частот B_n коефіцієнтом **1,2** та дорівнює $B_{Tx(Rx)} = 1,2 \times B_{nTx(Rx)}$ (див. ст. 76).

Відповідно до графічного методу значення коефіцієнта частотної вибірконості приймача визначається шляхом розрахунку площі перекриття S_i спектральної маски випромінювань передавача-джерела завади і АЧХ приймача-рецептора цієї завади та заданому частотному рознесенні несучих частот сигналу завади і корисного сигналу.

Результуюче значення **співканального коефіцієнта частотної вибірконості (FDR)** розраховується за наступною формулою:

$$FDR_{[дБ]} = 10 \times \lg(S_i / S_{Tx}) + 10 \times \lg(S_i / S_{Rx}), \quad (2.3)$$

де S_i – площа спектра випромінювання передавача завади, яка потрапляє у смугу пропускання приймача (область перекриття спектральної маски випромінювань передавача-джерела завади та АЧХ фільтра ПЧ приймача – рецептора завади);

S_{Tx} – площа спектра випромінювання передавача завади;

S_{Rx} – площа АЧХ фільтра ПЧ приймача.

Як відомо площа трапеції S визначається за формулою:

$$S = \frac{1}{2} \times (a+b) \times h,$$

де a, b – довжини відрізків (основ) трапеції, h – висота трапеції.

Враховуючи, що висота трапеції нормована ($h=1$), а займана смуга частот пов'язані у більшості випадків з необхідною смугою частот коефіцієнтом **1,2**, площа спектральної маски передавача та площа АЧХ приймача становлять:

$$S_{Tx} = 1,1 \times B_{nTx}, \quad (2.4)$$

$$S_{Rx} = 1,1 \times B_{nRx}. \quad (2.5)$$

Розглянемо декілька можливих сценаріїв співвідношення смуг частот випромінювання передавача-джерела завади та АЧХ приймача-рецептора завади:

1. Якщо припустити, що ширина смуги частот випромінювань передавача, який створює завади, *менша* за ширину смуги пропускання приймача, який відчуває вплив цієї завади, а весь спектр випромінювань передавача потрапляє у смугу пропускання приймача (як наведено на рис. 2.9), тобто виконуються наступні умови:

$$B_{нRx} \geq B_{нTx} \text{ і } \Delta f \leq (B_{Rx}/2 - B_{Tx}/2), \quad (2.6)$$

де $B_{нTx}$ та $B_{нRx}$ (на рисунку – $B_{пр}$) – *необхідна* ширина смуги частот передавача (АЧХ приймача);

B_{Tx} та B_{Rx} – ширина *займаної* смуги частот передавача і приймача (зазвичай рівень послаблення мінус 40 дБ),

то формула (2.3) для розрахунку коефіцієнта частотної вибірковості FDR спрощується та має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} FDR &= 10 \times \lg(S_i / S_{Tx}) + 10 \times \lg(S_i / S_{Rx}) = 10 \times \lg(S_{Tx} / S_{Tx}) + 10 \times \lg(S_{Tx} / S_{Rx}) = \\ &= 0 + 10 \times \lg(B_{нTx} / B_{нRx}) = 10 \times \lg(B_{нTx} / B_{нRx}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

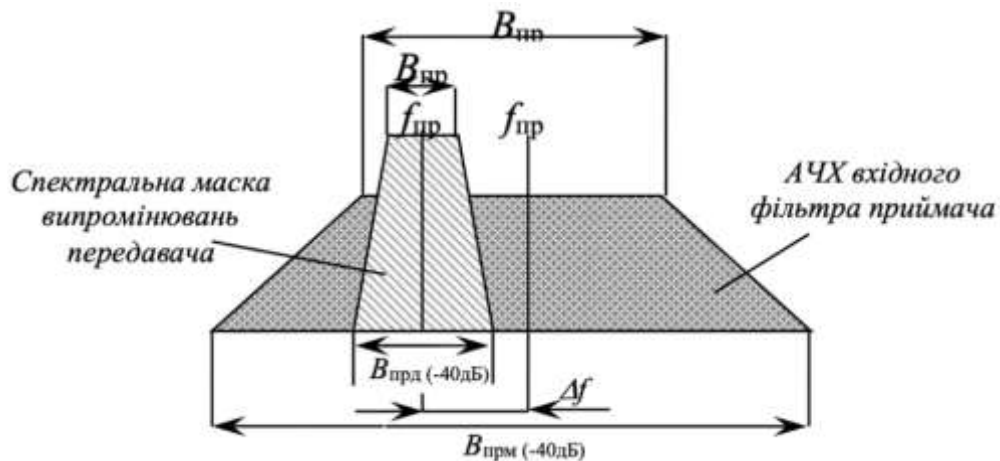


Рисунок 2.9 – Визначення коефіцієнта частотної вибірковості приймача при $B_{нRx} > B_{нTx}$

2. Якщо ширина смуги частот випромінювань передавача, що створює завади, *більша* за ширину смуги частот приймача, що відчуває вплив цієї завади, а частина спектра випромінювань передавача потрапляє у смугу частот приймача (рис. 2.10), тобто одночасно виконуються наступні умови:

$$B_{нRx} < B_{нTx} \text{ і } \Delta f \leq (B_{Tx}/2 - B_{Rx}/2), \quad (2.8)$$

коефіцієнт частотної вибірковості розраховується за спрощеною формулою:

$$FDR = 10 \times \lg(B_{\text{нRx}}/B_{\text{нTx}}). \quad (2.9)$$

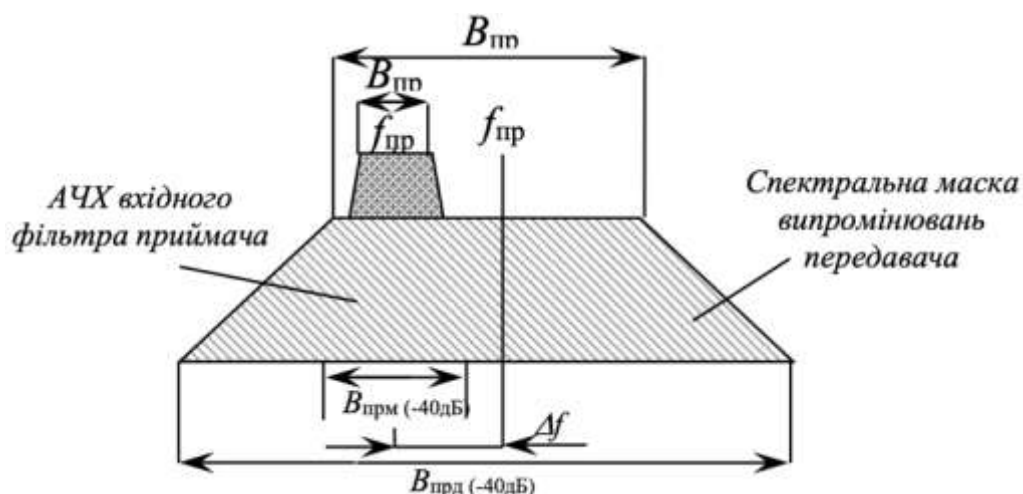


Рисунок 2.10 – Визначення коефіцієнта частотної вибірковості приймача при $B_{\text{Rx}} < B_{\text{Tx}}$

3. Якщо спектри завади та АЧХ приймача **перекриваються частково** (не все випромінювання передавача знаходиться у межах смуги пропускання приймача, а лише його частина), потрібно розрахувати площу перекриття спектрів та визначити її частину у спектрі випромінювання передавача та частину у площі АЧХ приймача (рис.2.11).

Спектральна маска передавача та АЧХ приймача можуть перекриватися тільки на рівні займаних смуг частот (як це показано на рис. 2.8). У такому випадку площа перекриття має вигляд трикутника.

Якщо спектральні маски перекриваються так як показано на рис. 2.11, площа перекриття має вигляд нерівнобедреної трапеції та складається з прямокутника (перекриття на рівні необхідних смуг частот) та двох прямокутних трикутників S_{Tx} та S_{Rx} відповідно.

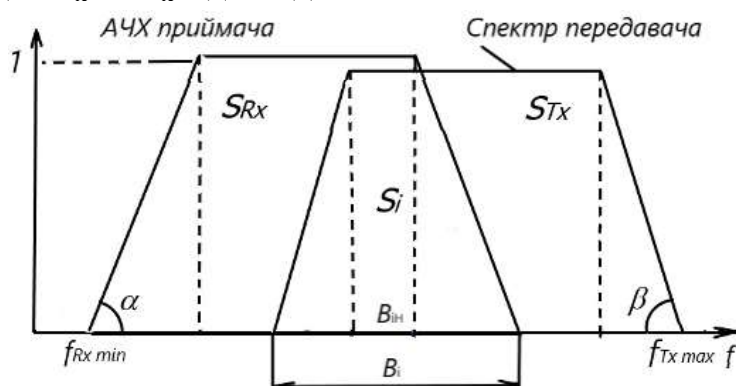


Рисунок 2.11 – Визначення області перекриття

В такому випадку умовою проникнення завади від основного випромінювання передавача в основний канал приймання приймача буде нерівність:

$$\Delta f \leq (B_{HTx} + B_{HRx})/2. \quad (2.10)$$

Якщо ця умова (2.10) виконується, то площа перекриття розраховується за формулою:

$$S_i = S_{ПР.ВН} + S_{ТР.Рх} + S_{ТР.Тх}, \quad (2.11)$$

де $S_{ПР.ВН}$ – площа прямокутника на рівні перекриття необхідних смуг частот, $S_{ТР.Рх}$ та $S_{ТР.Тх}$ – площі прямокутних трикутників у спектральних масках сигналів приймача R_x та передавача T_x .

$$S_{ПР.ВН} = f_{HRxmax} - f_{HTxmin} = (f_{Rx} + B_{HRx}/2) - (f_{Tx} - B_{HTx}/2) = (B_{HRx} + B_{HTx})/2 - |\Delta f|,$$

$$S_{ТР.Рх} = (B_{Rx} - B_{HRx})/4,$$

$$S_{ТР.Тх} = (B_{Tx} - B_{HTx})/4.$$

Коефіцієнт частотної вибірконості FDR при виконанні умови (2.10) можна розрахувати за формулою (2.3) з урахуванням розмірів площі, які отримані у виразах (2.4), (2.5) та (2.11).

Якщо виконується умова (1), але не виконуються ні одна з умов (2.6), (2.8), (2.10), тобто площа перекриття спектральних масок мають форму нерівностороннього трикутника, як показано на рис. 2.8, та 2.12.

Для визначення площі трикутника (рис. 2.11) зручно скористатися виразом для розрахунку площі трикутника за відомими основою (a) трикутника та двома прилеглими кутами:

$$S = \frac{a^2 \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta}{2 \cdot \sin (180 - (\alpha + \beta))}, \quad (2.12)$$

$$\text{де } a = f_{Rxmax} - f_{Txmin} = (f_{Rx} + B_{Rx}/2) - (f_{Tx} - B_{Tx}/2) = (B_{Rx} + B_{Tx})/2 - |\Delta f|,$$

$$\alpha_{Rx} = \arctan(2/(B_{Rx} - B_{HRx})),$$

$$\beta_{Tx} = \arctan(2/(B_{Tx} - B_{HTx})).$$

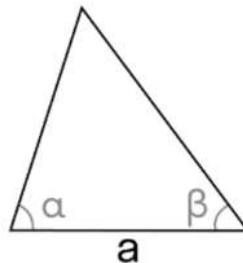


Рисунок 2.12 – Розрахунок площі трикутника перекриття

Примітка: якщо для розрахунків використовуєте програму EXEL, слід мати на увазі, що в ній використовується розмірність кутів в радіанах. Тобто $180^\circ = \pi$ радіан $= 3,14159265$ радіан.

За вказаних умов (при виконанні умови (2.1) та невиконанні ні однієї з умов 2.6, 2.8 або 2.10 коефіцієнт частотної вибіркості FDR розраховується з урахуванням розмірів площі, які визначаються за виразами (2.4), (2.5) та (2.13).

Запропонований [19, 20] спрощений метод розрахунку співканальної частотної вибіркості може бути застосований для приблизного розрахунку потужності завади на вході приймача за умови можливості створення завади за основним каналом приймання від основного випромінювання передавача завади та у разі відсутності достатніх даних стосовно спектральної маски випромінювання передавача завади та АЧХ приймача.

2.2. Методичні вказівки по виконанню розрахункової роботи

Розрахунок ЕМС РЕЗ в районі планування

Розрахунок ЕМС РЕЗ в *районі планування* передбачає наступний порядок:

а) вибір РЕЗ за *територіальними ознаками*, які розміщені в межах обмеженої зони дослідження;

б) відбір з РЕЗ, обраних за територіальними ознаками, що потенційно можуть заважати новому частотному присвоєнню РЕЗ за *частотною ознакою*:

- визначення можливих джерел завад за основним каналом;
- визначення можливих джерел завад за першим сусіднім каналом;
- визначення можливих джерел завад інтермодуляції 3-го порядку;

в) *розрахунок рівня завад* на вході приймача:

- за основним каналом;
- за першим сусіднім каналом;
- інтермодуляції 3-го порядку;

г) *аналіз отриманих результатів і прийняття рішення* за результатами розрахунків про забезпеченість ЕМС з урахуванням впливу множинної завади або необхідності вибору іншої частоти.

У випадку позитивного рішення за результатами розрахунку ЕМС необхідно перевірити наявність інших РЕЗ на спільному майданчику та при їх наявності провести розрахунок ЕМС локального угруповання РЕЗ (об'єктова ЕМС).

Розрахунок ЕМС локального угруповання РЕЗ

Розрахунок ЕМС *локального угруповання* РЕЗ передбачає наступний порядок:

а) серед РЕЗ, відібраних відповідно з попередніми пунктами вибираються за *територіальною ознакою* РЕЗ, які розташовані в межах спільного майданчика та/або в колі радіусом до 1 км від РЕЗ, що досліджується (величина радіусу 1 км обумовлена наступним припущенням – втрати при розповсюдженні

радіохвиль для цієї відстані згідно моделі розповсюдження у вільному просторі складають $60 \div 100$ дБ в залежності від частотного діапазону, що зводить до мінімуму імовірність впливу на приймач інших видів завад на великих відстанях від передавача); рекомендується також визначати радіус кола спільного майданчика як $d \leq 100\lambda$, всі станції, що потрапили в зону, обмежену цим колом, вибираються для проведення подальшого аналізу;

б) РЕЗ, які потенційно можуть створювати завади приймачу, що досліджується, чи підпадають під дію її завади, відбираються **за частотною ознакою** серед РЕЗ, обраних за територіальною ознакою; для кожного з відібраних передавачів (чи групи передавачів) перевіряється частотна умова можливості створення завади приймачу, що досліджується, або для кожного з відібраних приймачів по групі відібраних передавачів перевіряється частотна умова можливості утворення завад від досліджуваного передавача за наступними видами завад:

- по сусідніх каналах;
- по дзеркальному каналу;
- по першій ПЧ;
- на гармоніках (субгармоніках);
- по інтермодуляції (3-го до 13-го порядків);
- по блокуванню;

в) **розраховуються рівні** для кожного виду *завади*;

г) **проводиться аналіз отриманих результатів розрахунків про можливість частотного присвоєння** з урахуванням впливу множинної завади або необхідності вибору іншої частоти.

2.3. Завдання для розрахункової роботи та порядок її виконання

Тема роботи: Розрахунок ЕМС локального угруповання РЕЗ

Мета роботи:

- проведення практичних розрахунків параметрів, що визначають електромагнітну обстановку локального угруповання РЕЗ;
- визначення умов електромагнітної сумісності і частотно-територіального планування РЕЗ рухомої служби.

Вихідні дані: досліджується стан електромагнітної обстановки на майданчику (рис. 2.13), на якому розташований гіпотетичний радіоприймальний пристрій (R_x) базової станції (РЕЗ 0) із характеристиками, які наведені в індивідуальному завданні (табл.2.1); приймач (R_x) приймає інформаційні сигнали від передавача (T_x), який знаходиться на відстані r .

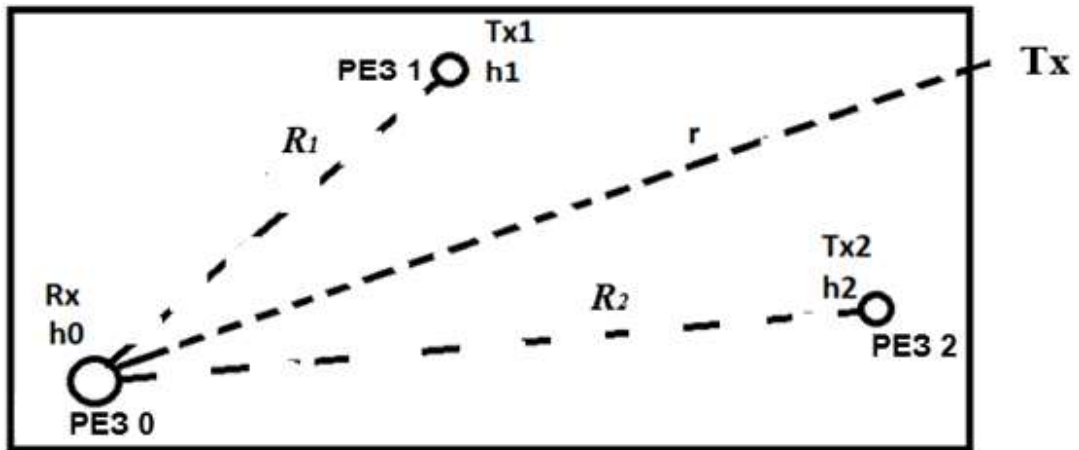


Рисунок 2.13 – Розміщення РЕЗ на майданчику

Таблиця 2.1 – Приклад характеристик радіообладнання існуючого РЕЗ 0 (БС) (приймача на цій площадці та передавача на іншому кінці радіолінії)

Варіант	f_{Tx} , МГц	$B_{нTx}$, ВнРХ	G_{Tx} , дБі	P_{Tx} , дБВт	Налаштування гетеродину	f_{Rx} , МГц	G_{Rx} , дБі	$P_{Rx, \text{мін}}$, мкВт	$f_{пч}$, МГц	A , дБ	r , км	R_1 , м	R_2 , м
1	153,9	100КФ3Е	6	17	нижнє	153,9	2	0,8	12,1	11	1	50	150

де $f_{Tx, Rx}$ – центральна (робоча) частота радіоканалу передавання (приймання) існуючого радіообладнання; Tx – передавач; Rx – приймач; B – вид випромінювання сигналу ПРД (приймання ПРМ), G – коефіцієнт підсилення антени, $P_{Rx, \text{мін}}$ – чутливість приймача БС; $f_{пч}$ – проміжна частота; r – відстань між ПРМ і ПРД існуючого РЕЗ 0; R_1 та R_2 – відстань між приймачем існуючого РЕЗ 0 (БС) та передавачами РЕЗ (РЕЗ 1 та РЕЗ 2), що плануються встановити; A – необхідне співвідношення *сигнал/завада* на вході існуючого РПП.

В районі розташування існуючого **РЕЗ 0** планується встановлення ще двох нових передавачів **РЕЗ 1** та **РЕЗ 2** (відповідно Tx_1 та Tx_2), параметри яких наведені у таблиці 2.2 та розташованих відповідно на відстані R_1 та R_2 від радіообладнання **РЕЗ 0** базової станції.

Таблиця 2.2 – Характеристики РЕЗ, що плануються розміщувати

№ РЕЗ	Центральна частота випромінювання передавача $f_{Tx1, 2}$, МГц	Клас випромінювання передавача	Коефіцієнт підсилення антен $G_{Tx1, 2}$, дБі	Рівень потужності сигналу на виході передавача $P_{Tx1, 2}$, дБВт
1	151,3	120KF3E	8	19,2
2	154,1	143KF3E	7	21,3

Примітки:

1) для всіх варіантів придушення небажаних випромінювань передавача $M(\Delta f) = 60$ дБ, а вибіркковість приймача по сусідніх і побічних каналах приймання $S(\Delta f) = 80$ дБ;

2) класи випромінювання, що зазначені у таблицях є гіпотетичними та використовується лише з метою проведення розрахунків у даній роботі;

3) вважаємо, що антени приймача та передавачів, що планується встановити, всеспрямовані (тобто мають кругову діаграму спрямованості у горизонтальній площині), розташовані на однаковій висоті та мають однакову поляризацію, а коефіцієнт підсилення антени в ближній зоні дорівнює коефіцієнту підсилення антени у далекій зоні;

4) відповідно до просторового (по територіальній ознаці) аналізу ЕМС, для подальших розрахунків обираються радіоприймач РЕЗ 0, радіопередавачі РЕЗ 1 та РЕЗ 2 (інформація про інші РЕЗ відсутня);

5) для спрощення розрахунків досліджується тільки вплив передавачів РЕЗ 1 та РЕЗ 2, які плануються для встановлення, на приймач РЕЗ 0, що вже встановлений на майданчику.

Оформлення результатів розрахунку

Результатом виконання розрахункової роботи є пояснювальна записка, в якій відображаються наступне:

- титульний лист із зазначеним номером варіанта та виконавця;
- сформульоване завдання за варіантом (табл. 2.1 та 2.2);
- результати розрахунку з таблицею результатів (табл. 2.3);
- висновки.

Зміст пояснювальної записки РР:

I. Вихідні дані (відповідно до варіанту).

II. Розрахункова частина (за відповідними пунктами).

III. Результати розрахунку та висновки по роботі.

Розрахункова частина пояснювальної записки надається в письмовому вигляді, решта матеріалу – представляється в друкованому вигляді. Результати розрахунків необхідно занести в відповідну таблицю (роздрукувати). У висновках необхідно оцінити наявність електромагнітної сумісності запланованого частотного присвоєння та надати пропозиції в разі відсутності ЕМС.

Таблиця 2.3 – РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКУ ЕМС ЛОКАЛЬНОГО
УГРУПУВАННЯ РЕЗ
(варіант № _____)

№ з/п	Назва параметру	РЕЗ 1		РЕЗ 2	
		2-га	3-тя	2-га	3-тя
1	Наявність завади по основному каналу, (+ або -)				
2	Наявність завади по сусідньому каналу, (+ або -)				
3	Наявність завади по 1 ПЧ, (+ або -)				
4	Наявність завади по дзеркальному каналу (+ або -)				
5	Наявність завади на гармоніках, (+ або -)				
6	Втрати в радіолінії для корисного сигналу, дБ				
7	Втрати в радіолінії для завад, дБ				
8	Рівень корисного сигналу на вході приймача, дБВт				
9	Рівень завади на вході приймача, дБВт				
10	Значення Q / наявність ЕМС(+ або -)	/		/	

2.4. Порядок виконання розрахунків

I. Комбінаторний аналіз (по частотному критерію)

При *комбінаторному аналізі* досліджується наявність можливих наступних комбінаційних збігів частот для ДЗ і РЗ:

– частоти основного випромінювання ДЗ із частотою основного (О-О) та сусіднього (О-С) каналу приймання РЗ;

– частоти основного випромінювання ДЗ із частотою побічних каналів приймання РЗ (О-П);

– частоти побічного випромінювання ДЗ із частотою основного каналу приймання РЗ (П-О);

– частоти побічного випромінювання ДЗ із частотою побічного каналу приймання РЗ (П-П).

Остання комбінація, як правило, не аналізується, тому що ослаблення таких завад сумарно в передавачі та приймачі значно перевищує 100 дБ, що унеможлиблює їх вплив на РЗ.

Визначення можливих джерел електромагнітних полів по основному каналу (О-О)

Основний канал приймання – смуга частот, що знаходиться в межах смуги пропускання приймача.

Для визначення можливості створення завад за основним каналом для кожного з відібраних передавачів і приймачів визначається *рознесення частот між робочими (несучими) частотами* передавачів і приймача (рис.2.14):

$$\Delta f = |f_{Tx} - f_{Rx}|. \quad (2.13)$$

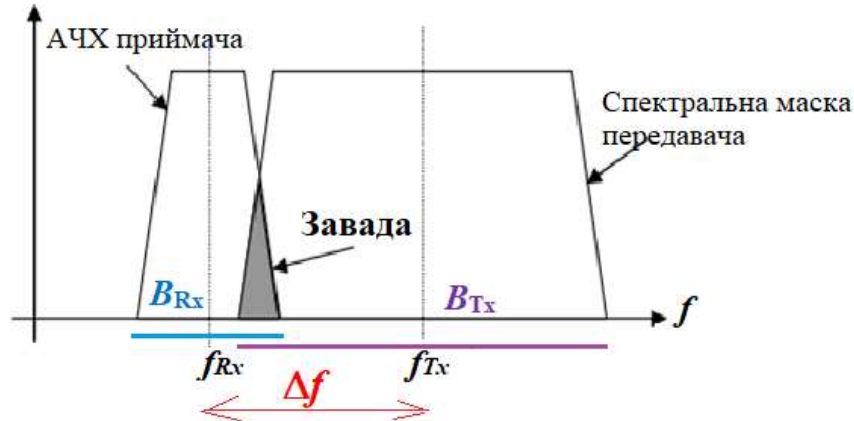


Рисунок 2.14 – Можливість завади по основному каналу приймання

Завада можлива, якщо виконується умова:

$$\Delta f < \left(\frac{B_{Tx}}{2} + \frac{B_{Rx}}{2} \right), \quad (2.14)$$

де B_{Tx} і B_{Rx} – відповідно смуги випромінювання передавача і пропускання приймача на рівні -40 дБ (вважаємо, що $B_{Tx(Rx)} = 1,2 \cdot B_{нTx(Rx)}$ (див. ст. 76));

Tx – передавачі РЕЗ 1(Tx_1) та РЕЗ 2 (Tx_2).

Важливо: всі пункти розрахунку комбінаційного та енергетичного аналізу виконуються двічі (для РЕЗ 1 та РЕЗ 2)!!

Передавачі РЕЗ, для яких виконується умова (2.14), вибираються для подальшого енергетичного аналізу ЕМС та вважаються потенційно небезпечними щодо створення завад.

Визначення можливих джерел завад по сусіднім каналам приймання (О-С)

Завада по перших сусідніх каналах можлива, якщо виконуються умови (рис.2.15):

$$\left(\frac{B_{Tx}}{2} + \frac{B_{Rx}}{2} \right) \leq \Delta f < \left(\frac{3}{2} \Delta f_{ch} + \frac{B_{Tx}}{2} \right), \quad (2.15)$$

де Δf_{Ch} – частотне рознесення між каналами приймання для відповідного стандарту зв'язку (крок сітки частот); орієнтовно вважаємо:

$$\Delta f_{Ch} \approx 1,5 \cdot B_{H Rx} = 1,5 \cdot \frac{B_{Rx}}{1,2} = 1,25 \cdot B_{Rx}$$

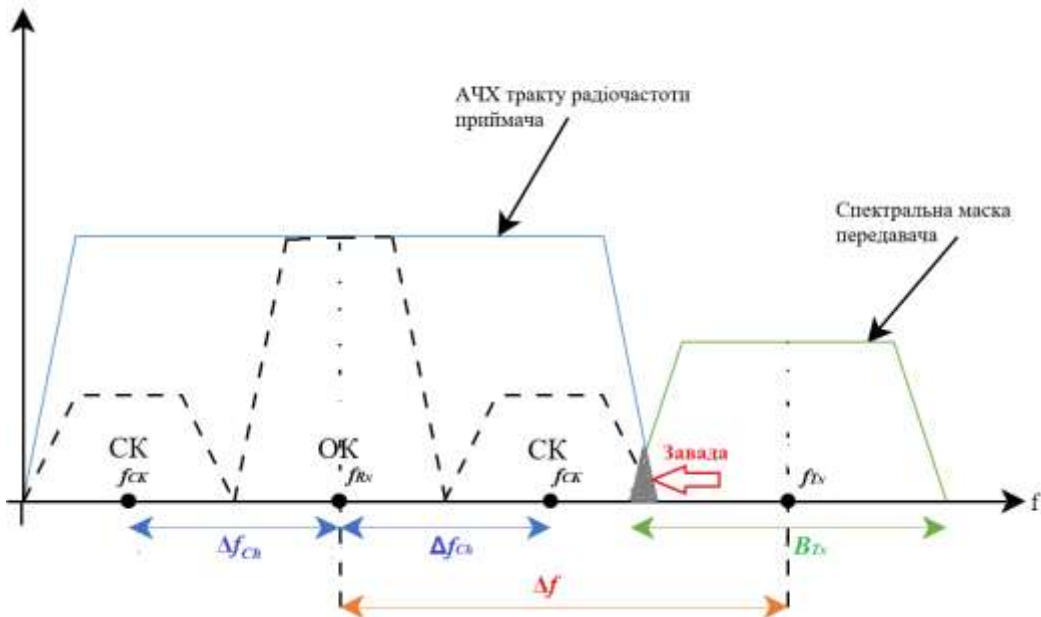


Рисунок 2.15 – Можливість завади по сусідньому каналу

Передавачі РЕЗ, для яких виконується умова (2.15), вибираються для подальшого енергетичного аналізу ЕМС.

Визначення можливих джерел завад по першій проміжній частоті (О-П)

Постановка завади по першій ПЧ можлива, якщо для кожного з відібраних передавачів і приймачів виконується умова (рис. 2.16):

$$|f_{Tx} - f_{ПЧ1}| < \left(\frac{B_{Tx}}{2} + \frac{B_{Rx}}{2}\right). \tag{2.16}$$

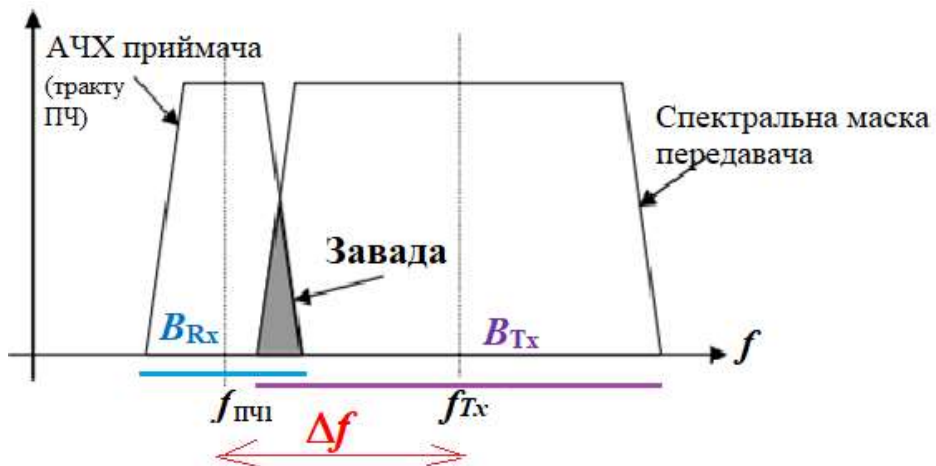


Рисунок 2.16 – Можливість завади по першій ПЧ приймача

Передавачі РЕЗ, для яких виконується умова (2.16), вибираються для подальшого енергетичного аналізу ЕМС.

Визначення можливих джерел завад по дзеркальному каналу (О-П)

Дзеркальний канал приймання – канал, який розташований симетрично частоті основного каналу відносно частоти гетеродину.

Для діючого приймача визначається дзеркальна частота:

- для приймача з *верхнім налаштуванням гетеродину*:

$$f_{\text{ДзК}} = f_{\text{Rx}} + 2 \cdot f_{\text{ПЧ1}};$$

- для приймача з *нижнім налаштуванням гетеродину*:

$$f_{\text{ДзК}} = f_{\text{Rx}} - 2 \cdot f_{\text{ПЧ1}}.$$

Завада можлива (рис. 2.17), якщо виконується умова:

$$|f_{\text{Tx}} - f_{\text{ДзК}}| < \left(\frac{B_{\text{Tx}}}{2} + \frac{B_{\text{Rx}}}{2} \right). \quad (2.17)$$

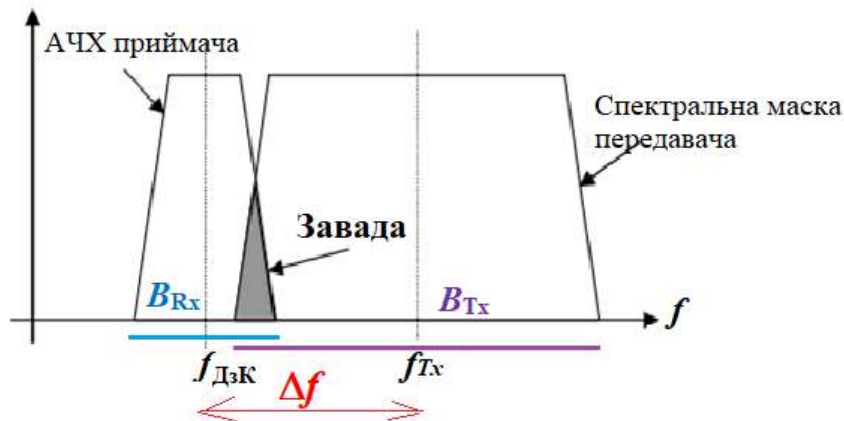


Рисунок 2.17 – Можливість завади по дзеркальному каналу

Передавачі РЕЗ, для яких виконується умова (2.17), вибираються для подальшого енергетичного аналізу ЕМС.

Визначення можливих джерел завад на гармоніках передавача (П-О)

Випромінювання на гармоніках (субгармоніках) – побічне радіовипромінювання на частотах, які у ціле число раз більші (менші) частот основного радіовипромінювання.

Для кожного з відібраних передавачів визначаються частоти гармонік (субгармонік):

- для гармонік: $f_{n\text{Tx}} = n \cdot f_{\text{Tx}}$;

- для субгармонік: $f_{m\text{Tx}} = \frac{f_{\text{Tx}}}{m}$,

де n (m) = 2, 3, 4, ... – номер гармоніки (субгармоніки).

Завада можлива, якщо для кожного з відібраних передавачів і приймача, що досліджується, виконується умова:

– для гармонік:

$$|f_{nTx} - f_{Rx}| < \left(\frac{B_{Rx}}{2} + \frac{n \cdot B_{Tx}}{2} \right); \quad (2.18)$$

– для субгармонік:

$$|f_{mTx} - f_{Rx}| < \left(\frac{B_{Rx}}{2} + \frac{B_{Tx}}{2 \cdot m} \right). \quad (2.19)$$

Для кожного з відібраних передавачів визначаються частоти гармонік (субгармонік) для n (m) = 2 та 3.

Передавачі РЕЗ, для яких виконується умови (2.18 або 2.19), вибираються для подальшого енергетичного аналізу ЕМС.

Визначення можливих джерел завад інтермодуляції

Інтермодуляція виникає, як у передавачі, так і в приймачі. **Інтермодуляційні випромінювання в передавачі** виникають при роботі декількох передавачів на одну антену та/або при розташуванні антен у безпосередній близькості. **Інтермодуляція в приймачі** з'являється при дії на вхід приймача двох і більше сигналів, частоти яких не збігаються з частотами основного і побічного каналів приймання.

Найбільш небезпечніші інтермодуляційні завади **3-го** та **5-го порядків**. Розрахунки у районі планування проводяться для індексу інтермодуляції до 3-го порядку.

Завада в приймачі можлива, якщо для любого з відібраних приймачів і декількох передавачів, які працюють або в смузі частот від сусіднього каналу до частот, що задаються користувачем, або до частот, для яких рівень ослаблення сигналу вхідними ВЧ контурами сягає 80 дБ по обидві сторони від частоти налаштування вхідних контурів і виконуються умови:

$$\left| m_1 \cdot \left(f_{Tx1} \pm \frac{B_{Tx1}}{2} \right) + m_2 \cdot \left(f_{Tx2} \pm \frac{B_{Tx2}}{2} \right) + m_3 \cdot \left(f_{Tx3} \pm \frac{B_{Tx3}}{2} \right) \pm \dots \right| \leq \left| f_{Rx} \pm \frac{B_{Rx}}{2} \right|, \quad (2.20)$$

де $f_{Tx1}, f_{Tx2}, f_{Tx3}$ – несучі частоти передавачів;

$B_{Tx1}, B_{Tx2}, B_{Tx3}$ – ширина займаних смуг випромінювання передавачів;

$m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$;

$n = |m_1| + |m_2| + \dots$ - індекс інтермодуляції.

Розрахунки проводяться для індексу інтермодуляції $n=3$. Для більш високих індексів модуляції (до $n=13$) розрахунок виконується тільки у випадку розташування передавачів і приймачів на одній площадці.

Примітка: у даній роботі завади інтермодуляції не аналізується.

Визначення можливих завад з блокування приймача

Блокуванням називається зміна рівня відношення сигнал/шум на виході приймача при дії на його вході потужної завади, частота якої не збігається з частотами основного і побічного каналів приймання радіоприймача.

Можливими джерелами завад з блокування приймача вважаються усі передавачі, які працюють у смузі частот від верхньої межі нижнього сусіднього каналу (нижньої межі верхнього сусіднього каналу) до частот, для яких рівень послаблення сигналу вхідними високочастотними контурами приймача становить 80 дБ по обидві сторони від робочої частоти приймача.

Примітка: у даній роботі ефект блокування приймача не аналізується.

II. Енергетичний аналіз

Для розрахунку рівнів корисного сигналу і завади з метою оцінки ЕМС відповідних РЕЗ важливим є визначення втрат сигналу в радіолінії.

Загальні втрати в радіолінії визначаються, як відношення потужності сигналу на виході передавача до потужності сигналу, що надходить на вхід приймача в реальних умовах розміщення устаткування і поширення радіохвиль (рис. 2.18). Це відношення, зазвичай, виражається в логарифмічних одиницях (в дБ).

Втрати поширення радіохвиль (ПРХ) розраховуються відповідно до погоджених на міжнародному рівні методів із використанням існуючих моделей поширення радіохвиль. Для оцінки ЕМС вибирається модель розрахунку втрат поширення радіохвиль (L_{prop}) в залежності від частотного діапазону, відстані між передавачем і приймачем, рельєфу місцевості на трасі поширення тощо.

В даній роботі для спрощення розрахунків враховуємо тільки втрати поширення радіохвиль у вільному просторі, які (як для корисного сигналу так і для кожної завади!) відповідно до Рекомендацій МСЕ-Р визначають наступним чином:

$$L_{prop} = 32,4 + 20\lg(f) + 20\lg(R), \quad (2.22)$$

де f – частота радіосигналу (тобто f_{Tx} , f_{Tx1} , f_{Tx2}), МГц;

R – довжина траси, км.

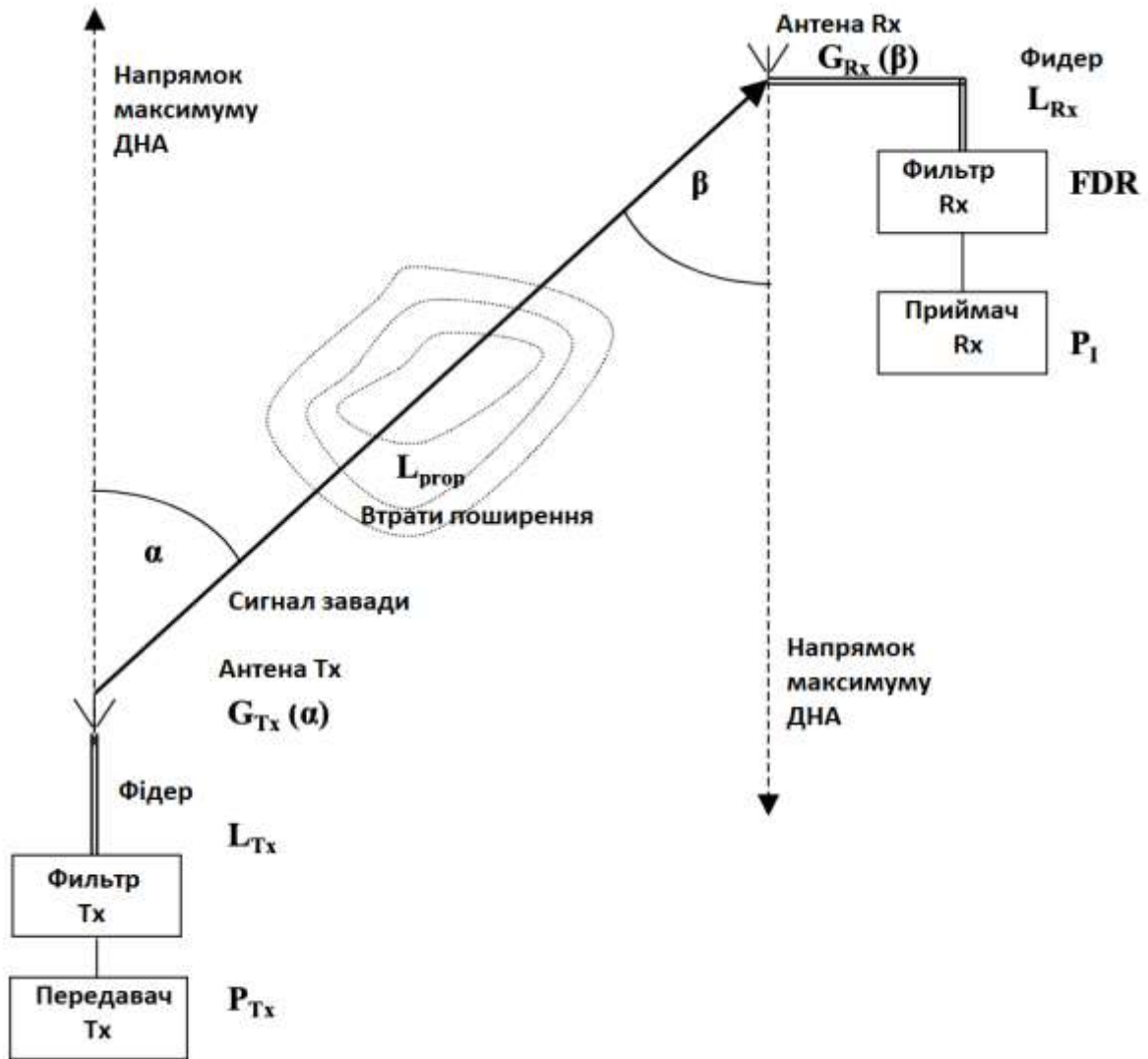


Рисунок 2.18 – Загальні втрати в радіолінії

Важливо: для завади відстань R – це відстань від передавачів завод РЕЗ 1 та РЕЗ 2 (відповідно R_1 та R_2) до приймача РЕЗ 0; для корисного сигналу R – це відстань від передавача T_x до приймача R_x РЕЗ 0, що досліджується (r) (рис.2.13).

Розрахунок рівня корисного сигналу на вході приймача РЕЗ 0

Потужність корисного сигналу на вході приймача (P_c) може бути визначена наступним виразом:

$$P_{c[\text{дБВт}]} = (P_{T_x} + G_{T_x}) - L_{\text{рл}} + G_{R_x}, \quad (2.23)$$

де P_{T_x} – потужність передавача кореспондента РЕЗ 0 (дБВт);

G_{T_x} – коефіцієнт підсилення антени передавача кореспондента (дБ);

$L_{\text{рл}}$ – втрати поширення радіохвиль в радіолінії ($L_{\text{рл}} = L_{T_x} + L_{\text{проп}} + L_{R_x}$), (дБ);

G_{Rx} – коефіцієнт підсилення антени власного приймача РЕЗ 0 (дБ).

Примітки:

- 1) для спрощення розрахунків вважаємо відсутність втрат у фідерах та фільтрах, неузгодженості поляризації та опору радіообладнання ($L_{Tx} = L_{Rx} = 0$ дБ), тобто $L_{PL} = L_{Prop}$;
- 2) для приймання корисного сигналу значення P_c повинно бути більшим чутливості приймача $P_{Rx\,min}$.

Розрахунок рівня завад на вході приймача РЕЗ 0

Сумарне значення завади на вході приймача визначається як:

$$P_{заб\Sigma} = \sum_{i=1}^{i=k} [(P_{Tx\,i} - M(\Delta f)_i) + G_{Tx\,i}(\alpha)] - L_{PL} + [G_{Rx\,i}(\beta) - S(\Delta f) - FDR], \quad (2.24)$$

де P_{Tx} – потужність i -го передавача джерела завади (дБВт);

$M(\Delta f)$ – придушення небажаних випромінювань передавача i -го передавача джерела завади;

L_{PL} – втрати сигналу в радіолінії (вважаємо $L_{PL} = L_{Prop}$);

$G_{Tx}(\alpha)$ – коефіцієнт підсилення антени i -го джерела завади в напрямку приймача рецептора завади (дБ);

i – кількість джерел завад;

$G_{Rx}(\beta)$ – коефіцієнт підсилення антени приймача рецептора завади в напрямку джерела завади (дБ);

$S(\Delta f)$ – вибірковість приймача по сусідніх і побічних каналах приймання;

FDR – коефіцієнт частотної вибіркової приймача (дБ).

Примітки:

- 1) для спрощення розрахунків, як і для корисного сигналу, у виразі (2.24) врахована відсутність втрат у фідерах та фільтрах, неузгодженості поляризації та опору радіообладнання ($L_{Tx} = L_{Rx} = 0$ дБ), тобто $L_{PL} = L_{Prop}$;
- 2) коефіцієнти підсилення антен повинні визначатися на частоті приймання діючого приймача РЕЗ 0 (вважаємо, що коефіцієнти підсилення антен на частотах приймання діючого РЕЗ дорівнюють коефіцієнту підсилення антен на робочих частотах передавачів).
- 3) стосовно антен зі слабкою спрямованістю та невисоким коефіцієнтом підсилення (штирьові, рамкові антени, диполі тощо) зміною підсилення у ближній зоні ($r < 10\lambda$) нехтують.

Для більш точних розрахунків загальних втрат треба враховувати і коефіцієнт частотної вибіркості приймача (FDR).

Примітка: розрахунок FDR як правило виконується у разі наявності джерел завад по основному каналу приймання від основного випромінювання передавача, у інших випадках при розрахунках він не приймається до уваги ($FDR=0$).

Згідно діючих вимог вибіркості приймача за сусідніми каналами повинна бути не менше 50-70 дБ, вибіркості приймача побічними каналами – не менше 65-70 дБ.

Найбільш небезпечні заводові ситуації щодо впливу завади від передавача на приймач, що досліджується, є наступні варіанти комбінаційних збігів частот для ДЗ і РЗ :

а) **по основному каналу приймача** приймається **основне випромінювання передавача** (умова 2.15), при цьому випадку вважаємо, що $S(\Delta f) = M(\Delta f) = 0$ дБ;

б) **по основному каналу приймача** приймається **позасмугове** або **побічне випромінювання передавача** завади (умови 2.19 та/або 2.20). У цьому випадку вважаємо, що $S(\Delta f) = 0$ дБ;

в) **основне випромінювання передавача** приймається **побічним (сусіднім, дзеркальним, ПЧ) каналом приймача** (умови 2.16-2.18). У цьому випадку вважаємо, що $M(\Delta f) = 0$ дБ.

У разі приймання по побічним каналом приймача позасмугового чи побічного випромінювання передавача завади ($M \neq 0$ та $S \neq 0$) рівень завади на вході приймача настільки малий, що при проведенні розрахунків його враховувати немає сенсу, але треба враховувати коефіцієнт частотної вибіркості приймача FDR .

Вважаємо, що придушення сигналу у трактах передавача й приймання на частотах налаштування (основних каналах) відсутні ($S(\Delta f) = 0$, $M(\Delta f) = 0$).

Якщо завади на вході приймача, що досліджується, можливі від декількох передавачів (ДЗ), то необхідно для розрахунку сумарного значення завади на вході приймача ($P_{зав\Sigma}$) додати ці значення.

Сумарний рівень завад, що створюється декількома джерелами, розташованими в одному місці, визначається методом складання потужностей:

$$P_{\Sigma ij}(f_j) = \sum_{j \neq i}^j P_{ij}, \text{ Вт} \quad (2.25)$$

де $P_{\Sigma ij}$ – сумарне значення завади на вході приймача від i -го та j -го передавачів визначається як сума завад P_{ij} різними каналами прийому кожного з передавачів та інтермодуляційної завади від обох передавачів.

Потужність завад додається у ватах (міліватах), а не в дБ. Для перерахунку з одиниць дБ у Вт використовується формула:

$$P_{[Вт]} = 10^{(P_{[дБ]}/10)}. \quad (2.26)$$

Після додавання усіх завад у ватах еквівалентна потужність завад перераховується в дБ:

$$P_{[дБ]} = 10 \times \lg(P_{[Вт]}). \quad (2.27)$$

У формулі (2.25) враховуються результати розрахунків потужності усіх видів завад на вході приймача, які були обрані за частотним критерієм від:

- першого передавача завад $P_{I_{Тх1}}$,
- другого передавача завад $P_{I_{Тх2}}$,
- потужність інтермодуляційної завади (від взаємодії на входних каскадах приймача сигналів завад від першого та другого передавачів) $P_{зав. ІМ}$.

Обчислення власних шумів приймача

Порогова чутливість приймача визначається мінімальним рівнем радіосигналу на його вході за однакових рівнів корисного сигналу й власних шумів на його виході, тобто коли відношення сигнал/шум за потужністю на виході:

$$Q_{вих} = P_c / P_{ш} = 1 \text{ (0 дБ)}. \quad (2.28)$$

Реальна чутливість радіоприймача визначається мінімальним рівнем радіосигналу на його вході, за якого забезпечується номінальна потужність корисного сигналу на його виході та задане перевищення рівня потужності сигналу над рівнем шумів A , тобто відношення сигнал/шум на виході має бути:

$$Q_{вих} = P_c / P_{ш} > A. \quad (2.29)$$

При $Q_{вих} > A$ приймається рішення про **наявність радіозв'язку** (за умови відсутності завад).

При $Q_{вих} < A$ приймається рішення про **відсутність радіозв'язку** (за умови відсутності завад). Забезпечення радіозв'язку на заданій радіолінії з заданими технічними характеристиками неможливі через слабкий рівень сигналу. Для збільшення рівня корисного сигналу при збереженні чутливості радіоприймача необхідна зміна технічних характеристик передавача та приймача (антени з більшим коефіцієнтом підсилення, використання направлених антен, збільшення потужності передавача).

З в'язок забезпечується у разі перевищення рівня корисного сигналу на вході приймача над реальною чутливістю (в реальних умовах з урахуванням зовнішніх шумів, рівень яких відрізняється, наприклад, для міських та сільських умов) за умови відсутності завад.

Перерахунок чутливості приймача з В (вольт) у логарифмічні одиниці дБВт:

$$P_{R_{x \text{ real}}[\text{дБ}]} = 10 \times \lg (U_{R_{x \text{ real}}[\text{В}]}^2 / R_{R_{x}}), \quad (2.30)$$

де $U_{R_{x \text{ real}}[\text{В}]}$ – реальна чутливість приймача у В (вольтах);

$R_{R_{x}}$ – вхідний опір приймача (50 Ом).

Слід мати на увазі, що чутливість приймача, як правило, задана у мікрвольтах, $1 \text{ мкВ} = 10^{-6} \text{ В}$, (в діапазоні УКХ реальна чутливість приймача становить для передачі мови 2-4 мкВ, даних – 1,4-2,8 мкВ).

$$P_{R_{x \text{ real}}[\text{дБ}]} = 10 \times \lg ((U_{R_{x \text{ real}}[\text{мкВ}]}^2)^{-12} / R_{R_{x}[\text{Ом}]}). \quad (2.31)$$

Рівень шумів та відповідно і порогова чутливість приймача пов'язані з реальною чутливістю та захисним відношенням наступною формулою:

$$P_{\text{Ш}} = P_{R_{x \text{ min}}} = P_{R_{x \text{ real}}[\text{дБ}]} - A \text{ дБ}, \quad (2.32)$$

де A – захисне відношення.

Оцінка отриманих результатів розрахунків ЕМС від частотного присвоєння, що планується.

Порівнюються потужності корисного сигналу та завад на вході приймача РЕЗ 0 від РЕЗ (РЕЗ 1 та РЕЗ 2), що плануються для встановлення:

$$Q = (P_{\text{с}} - (P_{1\Sigma} + P_{\text{ш}})) - A, \quad (2.25)$$

де A – необхідне захисне відношення сигнал/(завада+шум) (дБ).

Попередньо потрібно додати рівні шумів та завад ($P_{\text{ш}} + P_{1\Sigma}$) у Вт, а потім перерахувати у дБ для застосування формули (2.25).

Висновки:

– при $Q \geq 0$ приймається рішення про **повне виконання вимог ЕМС і можливість даного присвоєння частот**;

– при $Q < 0$ заплановане частотне присвоєння з заданими технічними характеристиками *неможливе через невиконання умов ЕМС* з існуючим РЕЗ; для здійснення частотного присвоєння необхідна або зміна частот, або зміна технічних характеристик передавачів РЕЗ, що планується для встановлення на цій площадці, або інші технічні чи організаційні заходи.

Розташування нових РЕЗ, що планується встановити на площадці із РЕЗ, які вже працюють, може створити взаємні ненавмисні завади. Для зменшення впливу нових РЕЗ на вже існуючі та навпаки потрібно правильно підібрати радіочастоти шляхом послідовного перебору з тих частот, які можливі для застосування із розрахунком ЕМС для кожної частоти. Якщо розрахунок ЕМС підтверджує можливість сумісної роботи РЕЗ, перебір частот припиняється.

Крім підбору частот для забезпечення ЕМС існуючих РЕЗ можуть застосовуватися й інші технічні способи, наприклад, збільшення розв'язки між антенами (максимально можливе рознесення антен по горизонталі та вертикалі, використання спрямованих антен, екранів, зміна поляризації), використання додаткових фільтрів (смугових та режекторних) тощо.

До інших технічних заходів для забезпечення ЕМС можна віднести усунення шляхів надходження небажаних випромінювань до вільного простору через антено-фідерну систему, кола живлення, заземлення, монтажні дроти, кабелі, роз'єми, вентиляційні отвори в кожухах радіоапаратури тощо.

Проведення розрахунків електромагнітної сумісності для загальних користувачів здійснюється Українським державним центром радіочастот на підставі ст. 69 Закону України “Про електронні комунікації” і нормативних документів НКЕК та оформлюється у вигляді висновка на бланку встановленого зразка. Український державний центр радіочастот розраховує електромагнітну сумісність на підставі заяв користувачів радіочастотного спектра на платний основі.

Результати, зазначені в розрахунку електромагнітної сумісності, можуть бути позитивними або негативними.

До позитивних результатів розрахунків електромагнітної сумісності належать:

- 1) позитивні без обмежень;*
- 2) позитивні, за умови позитивних результатів натурних випробувань, тестових випробувань, тестових включень на місці експлуатації;*
- 3) позитивні з особливими умовами, що враховують результати погодження Генеральним штабом Збройних сил України та здійснення міжнародної координації, заявлення і реєстрації використання радіочастот;*
- 4) позитивні на обмежений строк.*

У разі невиконання умов електромагнітної сумісності між задіяними, запланованими, заявленими присвоєннями радіочастот, результати розрахунків електромагнітної сумісності вважаються негативними.

*Розрахунок здійснюється з використанням Автоматизованої системи управління використанням спектра **ICS Suite**, яка розроблена компанією **ATDI S.A.** (Франція).*

При розрахунках ЕМС РЕЗ використовується Реєстр радіобладнання та випромінювальних пристроїв, Реєстр присвоєнь радіочастот загальних користувачів, ГІС (геоінформаційна система), моделі поширення радіохвиль та інші необхідні інструменти.



Рисунок 2.19 – Зразок бланка висновку щодо ЕМС РЕЗ

2.5. Приклад виконання розрахункової частини роботи

Вихідні дані за варіантом №X зведемо у таблицю 2.4.

Таблиця 2.4 – Вихідні данні для розрахунку

№	Параметр	R_x	T_{x1}	T_{x2}
1	Робоча частота f , МГц	148,8	151,3	154,1
2	Необхідна смуга частот B_n , кГц	160	120	143
3	Коефіцієнт підсилення антени приймача G_{R_x} , дБі	9		
4	Коефіцієнт підсилення антени передавача G_{T_x} , дБі	10	8	7
5	Потужність передавача P_{T_x} , дБВт	16	19,2	21,3
6	Послаблення рівня позасмугового випромінювання передавача M_{T_x} , дБ;		70	75
7	Вибірковість приймача по побічному каналу прийому на частотах позасмугового випромінювання передавача S , дБ		72	74
8	Відстань від передавача $R(r)$, м.	8000	10	12
9	Реальна чутливість власного радіоприймача $U_{R_x \min}$, мкВ	2,5		
10	Номінал проміжної частоти $f_{пч}$, МГц	10,7		
11	Частота налаштування гетеродину	нижче		
12	Необхідне співвідношення сигнал/(завада+шум) на вході приймача, A , дБ.	10		

Послідовність виконання роботи:

Етап 1. Вибір за частотною ознакою РЕЗ, що можуть бути джерелом завади для існуючого приймача:

- 1.1) визначення можливих джерел завад по основному каналу;
- 1.2) визначення можливих джерел завад по сусідніх каналах;
- 1.3) визначення можливих джерел завад по дзеркальному каналу;
- 1.4) визначення можливих джерел завад по першій ПЧ;
- 1.5) визначення можливих джерел завад інтермодуляції;
- 1.6) визначення можливих джерел завад на гармоніках (субгармоніках).

Етап 2. Розрахунок рівня корисного сигналу та завад:

- 2.1) розрахунок втрат поширення радіохвиль;
- 2.2) розрахунок рівня корисного сигналу на вході приймача;
- 2.3) розрахунок потужності завад на вході приймача;
- 2.3.1) розрахунок коефіцієнта частотної вибірконості приймача;
- 2.3.2) розрахунок потужності завад по основному каналу;
- 2.3.3) розрахунок потужності завад по сусідньому каналу;
- 2.3.4) розрахунок потужності завад по дзеркальному каналу;
- 2.3.5) розрахунок потужності завад по 1-й ПЧ;
- 2.3.6) розрахунок рівня інтермодуляційних завад;
- 2.3.7) розрахунок потужності завад на гармоніках (субгармоніках);
- 2.4) розрахунок множинної завади;
- 2.5) розрахунок рівня шумів;
- 2.6) розрахунок сумарного рівня завад та шумів.

Етап 3. Аналіз отриманих результатів розрахунків ЕМС

- 3.1) оцінка ЕМС;
- 3.2) висновки.

Етап 1. Вибір за частотною ознакою РЕЗ, що можуть бути джерелом завади для існуючого приймача

Для зручності розрахунків проміжні результати, які необхідні для частотного аналізу, заносимо у таблицю 2.5.

Таблиця 2.5 – Допоміжні проміжні результати розрахунків для частотного аналізу

№	Параметр	R_x	T_{x1}	T_{x2}
1	Ширина контрольної смуги частот на рівні -30 дБ, $B_{Rx}(B_{Tx}) = 1,2 \times B_H$, кГц			
2	Частотне рознесення радіоканалів Δf , МГц			
3	$\text{Min } \Delta f$ (+ або -, + ближче до f_{Rx})			
4	$(B_{Tx} + B_{Rx})/2$, МГц			
5	$2,5 \times B_H$ $T_{x1} + B_{Rx}/2$, МГц			

6	$2 \times \Delta f_{\text{Ch}} + B_{\text{Tx}}/2$, ($\Delta f_{\text{Ch}} \approx 1,5 B_{\text{Rk}}$), МГц			
7	Нижня частота основного каналу приймання $f_{\text{Rxmin}} = f_{\text{Rx}} - B_{\text{Rk}}/2$, МГц			
8	Верхня частота основного каналу приймання $f_{\text{Rxmax}} = f_{\text{Rx}} + B_{\text{Rk}}/2$, МГц			
9	Нижня частота смуги випромінювання основного каналу передавача $f_{\text{Tx}} - B_{\text{Tx}}/2$, МГц			
10	Верхня частота смуги випромінювання основного каналу передавача $f_{\text{Tx}} + B_{\text{Tx}}/2$, МГц			
11	Нижня межа частот інтермодуляції 2-го порядку f_{IM2min}			
12	Верхня межа частот інтермодуляції 2-го порядку f_{IM2max}			
13	Нижня межа частот інтермодуляції 3-го порядку f_{IM3min}			
14	Верхня межа частот інтермодуляції 3-го порядку f_{IM3max}			
15	Частота дзеркального каналу приймання $f_{\text{ДК}} = f_{\text{Rx}} - 2 \times f_{\text{ПЧ}}$, МГц			
16	$f_{\text{Tx}} - f_{\text{ДК}}$, МГц			
17	Для перевірки можливості завади по ПЧ $ f_{\text{Tx}} - f_{\text{ПЧ}} $, МГц			
18	Друга гармоніка $2 \times f_{\text{Tx}}$, МГц			
19	Третя гармоніка $3 \times f_{\text{Tx}}$, МГц			
20	Друга субгармоніка $f_{\text{Tx}}/2$, МГц			
21	Третя субгармоніка $f_{\text{Tx}}/3$, МГц			
22	$B_{\text{Rk}}/2 + 2 \times B_{\text{Tx}}/2$, МГц			
23	$B_{\text{Rk}}/2 + 3 \times B_{\text{Tx}}/2$, МГц			
24	$B_{\text{Rk}}/2 + B_{\text{Tx}}/(2 \times 2)$, МГц			
25	$B_{\text{Rk}}/2 + B_{\text{Tx}}/(2 \times 3)$, МГц			

1.1а) Визначення можливих джерел завад по основному каналу від основного випромінювання передавачів.

Розрахунок здійснюється за формулами (1) та (2) Методичних рекомендацій. Клас випромінювання визначає необхідну смугу частот, тобто, наприклад, для класу випромінювання 120KF3E необхідна смуга частот B_{H} (B_{HTx1}) становить 120 кГц.

Ширина займаної смуги частот на рівні -30 дБ: $B_{\text{Tx1}} = 1,2 \times B_{\text{HTx1}}$.

а) для першого передавача T_{x1} :

$$\Delta f_1 = |f_{\text{Tx1}} - f_{\text{Rx}}| = |151,3 - 148,8| = 2,5 \text{ МГц};$$

$$B_{\text{Tx1}} = 1,2 \times 120 = 144 \text{ кГц};$$

$$B_{\text{Rx}} = 1,2 \times 160 = 192 \text{ кГц};$$

$$(B_{\text{Tx1}} + B_{\text{Rx}})/2 = (144 + 192)/2 = 336/2 = 168 \text{ кГц, або } 0,168 \text{ МГц.}$$

Перевіряємо умову:

$$\Delta f < (B_{\text{Tx}} + B_{\text{Rx}})/2,$$

але $2,5 \text{ МГц} > 0,168 \text{ МГц}$.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по основному каналу приймання від основного випромінювання передавача РЕЗ 1 **не можлива**. В таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 1.1 для РЕЗ 1 ставимо позначку « \rightarrow ».

б) для другого передавача T_{x2} :

$$\Delta f_2 = |f_{\text{Tx2}} - f_{\text{Rx}}| = |154,1 - 148,8| = 5,3 \text{ МГц};$$

$$B_{\text{Tx2}} = 1,2 \times 143 = 171,6 \text{ кГц};$$

$$B_{\text{Rx}} = 1,2 \times 160 = 192 \text{ кГц};$$

$$(B_{Tx2} + B_{Rx})/2 = (171,6 + 192)/2 = 363,6/2 = 181,8 \text{ кГц, або } 0,1818 \text{ МГц.}$$

Перевіряємо умову:

$$\Delta f < (B_{Tx} + B_{Rx})/2,$$

але $5,3 \text{ МГц} > 0,1818 \text{ МГц}$.

Умова для T_{x2} **не виконується**, тому завада по основному каналу приймання від основного випромінювання передавача РЕЗ 2 **не можлива**. В таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 1.1 для РЕЗ 2 ставимо позначку «-».

1.1.б) Визначення можливих джерел завад по основному каналу від позасмугового випромінювання передавача.

а) для першого передавача T_{x1} :

$$\Delta f_1 = 2,5 \text{ МГц};$$

$$2,5 \times B_{HTx1} = 2,5 \times 120 = 300 \text{ кГц};$$

$$B_{Rx} = 1,2 \times 160 = 192 \text{ кГц};$$

$$2,5 \times B_{HTx1} + B_{Rx}/2 = 300 + 192/2 = 300 + 96 = 396 \text{ кГц, або } 0,396 \text{ МГц.}$$

Перевіряємо умову:

$$\Delta f < 2,5B_{Tx} + B_{Rx}/2,$$

але $2,5 \text{ МГц} > 0,396 \text{ МГц}$.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по основному каналу приймання від позасмугового випромінювання РЕЗ 1 **не можлива**. В таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 1.1 для РЕЗ 1 ставимо позначку «-».

б) для другого передавача T_{x2} :

$$\Delta f_2 = 5,3 \text{ МГц};$$

$$2,5 \times B_{HTx2} = 2,5 \times 143 = 357,5 \text{ кГц};$$

$$B_{Rx} = 1,2 \times 160 = 192 \text{ кГц};$$

$$2,5 \times B_{HTx1} + B_{Rx}/2 = 357,5 + 96 = 453,5 \text{ кГц, або } 0,543 \text{ МГц.}$$

Перевіряємо умову:

$$\Delta f < 2,5B_{Tx} + B_{Rx}/2,$$

але $5,3 \text{ МГц} > 0,543 \text{ МГц}$.

Умова для T_{x2} **не виконується**, тому завада по основному каналу прийому від позасмугового випромінювання РЕЗ 2 **не можлива**. В таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 1.1 для РЕЗ 2 ставимо позначку «-».

1.2) Визначення можливих джерел завад по сусідніх каналах

Розрахунок здійснюється за формулою

$$(B_{Tx} + B_{Rx})/2 \leq \Delta f < 1,5 \times \Delta f_{Ch} + B_{Tx}/2,$$

де вважаємо $\Delta f_{Ch} \approx 1,5 \times B_{HRx}$.

а) для першого передавача T_{x1} :

використаємо дані, які отримані у попередніх розрахунках у п.1.1 а):

$$\Delta f_1 = 2,5 \text{ МГц};$$

$$(B_{Tx1} + B_{Rx})/2 = 0,168 \text{ МГц.}$$

$$1,5 \times \Delta f_{Ch} + B_{Tx1}/2 = 1,5 \times 1,5 \times B_{HRx} + B_{Tx1}/2 = 2,25 \times 160 + 144/2 = 360 + 72 = 432 \text{ кГц}$$

або 0,432 МГц.

Таким чином:

$$0,168 \leq 2,5 \text{ МГц, але } 2,5 \text{ МГц більш ніж } 0,432 \text{ МГц.}$$

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по сусідньому каналу приймання від РЕЗ 1 **не можлива**. У таблиці 6 з результатами розрахунку у п. 2 для РЕЗ 1 ставимо позначку «←».

б) для другого передавача T_{x2} :

Використаємо попередні у п.1.1 б) розрахунки:

$$\Delta f_2 = 5,3 \text{ МГц};$$

$$(B_{Tx2} + B_{Rx})/2 = 0,1818 \text{ МГц.}$$

$$1,5 \times \Delta f_{Ch} + B_{Tx2}/2 = 1,5 \times 1,5 \times B_{HRx} + B_{Tx2}/2 = 2,25 \times 160 + 171,6/2 = 360 + 85,8 = 445,8 \text{ кГц}$$

або 0,4458 МГц.

Таким чином

$$0,18188 \text{ МГц} \leq 5,3 \text{ МГц, але } 5,3 \text{ МГц більш ніж } 0,4458 \text{ МГц.}$$

Умова для T_{x2} **не виконується**, тому завада по сусідньому каналу приймання від РЕЗ 2 **не можлива**. У таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п.2 для РЕЗ 2 ставимо позначку «←».

1.3) Визначення можливих джерел завад інтермодуляції

Завади, що викликаються продуктами інтермодуляції у приймачі, мають місце, коли виконуються дві наступні умови, тобто *частоти інтермодуляції приймаються основним каналом приймача*:

$$f_{Rx} - B_{Rx}/2 \leq f_{IM} \leq f_{Rx} + B_{Rx}/2,$$

де f_{IM} – частоти інтермодуляції.

З двох передавачів визначим передавач, частота якого найближча до частоти діючого приймача. За вхідними даними найменшу різницю частот має перший передавач T_{x1} . За цієї умови інтермодуляційні частоти для найбільш ймовірних випадків розраховуються за наступними формулами:

для другого порядку:

$$f_{IM2} = |(f_{Tx2} \pm B_{Tx2}/2) - (f_{Tx1} \pm B_{Tx1}/2)|;$$

для третього порядку:

$$f_{IM3} = |2 \times (f_{Tx1} \pm B_{Tx1}/2) - (f_{Tx2} \pm B_{Tx2}/2)|.$$

Для того, щоб частоти інтермодуляції потрапляли у смугу пропускання основного каналу приймача потрібно **одночасне виконання двох умов**:

$$f_{IM Tx \min} \leq f_{Rx \max},$$

$$f_{\text{IM Tx max}} \geq f_{R_x \text{ min}} .$$

Визначимо межі смуги частот основного каналу прийому діючого РЕЗ:

$$f_{R_x \text{ min}} = f_{R_x} - B_{R_x}/2 = 148,8 - 0,192/2 = 148,8 - 0,096 = 147,704 \text{ МГц},$$

$$f_{R_x \text{ max}} = f_{R_x} + B_{R_x}/2 = 148,8 + 0,192/2 = 148,8 + 0,096 = 148,896 \text{ МГц}.$$

Визначимо можливі межі частот інтермодуляції *другого порядку* :

$$f_{\text{IM2min}} = |(f_{\text{Tx2}} - B_{\text{Tx2}}/2) - (f_{\text{Tx1}} + B_{\text{Tx1}}/2)| = |(154,1 - 0,1716/2) - (151,3 + 0,144/2)| =$$

$$= |154,0142 - 151,372| = 2,6422 \text{ МГц}.$$

$$f_{\text{IM2max}} = |(f_{\text{Tx2}} + B_{\text{Tx2}}/2) - (f_{\text{Tx1}} - B_{\text{Tx1}}/2)| = |(154,1 + 0,1716/2) - (151,3 - 0,144/2)| =$$

$$= |154,1858 - 151,228| = 2,9578 \text{ МГц}.$$

Умова $f_{\text{IM Tx min}} \leq f_{R_x \text{ max}}$ **виконується** тому, що $2,6422 \text{ МГц} < 148,896 \text{ МГц}$, а умова $f_{\text{IM Tx max}} \geq f_{R_x \text{ min}}$ **не виконується** тому, що $2,9578 \text{ МГц} < 147,704 \text{ МГц}$.

Одночасно вказані умови не виконуються. Тому частоти інтермодуляції другого порядку **не потрапляють** у смугу пропускання основного каналу приймача, інтермодуляційна завада *другого порядку неможлива*.

Визначимо можливі межі частот інтермодуляції *третього порядку*:

$$f_{\text{IM3min}} = |2 \times (f_{\text{Tx1}} - B_{\text{Tx1}}/2) - (f_{\text{Tx2}} + B_{\text{Tx2}}/2)| = |2 \times 151,228 - 154,1858| =$$

$$= |302,456 - 154,1858| = 148,2702 \text{ МГц}.$$

$$f_{\text{IM3max}} = |2 \times (f_{\text{Tx1}} + B_{\text{Tx1}}/2) - (f_{\text{Tx2}} - B_{\text{Tx2}}/2)| = |2 \times 151,372 - 154,0142| =$$

$$= |302,744 - 154,0142| = 148,7298 \text{ МГц}.$$

Умова $f_{\text{IM Tx min}} \leq f_{R_x \text{ max}}$ **виконується** тому, що $148,2702 \text{ МГц} < 148,896 \text{ МГц}$, а умова $f_{\text{IM Tx max}} \geq f_{R_x \text{ min}}$ **також виконується** тому, що $148,7298 \text{ МГц} > 147,704 \text{ МГц}$.

Одночасно вказані умови виконуються. Тому частоти інтермодуляції *третього порядку* можуть потрапити у смугу пропускання основного каналу приймача, інтермодуляційна завада *третього порядку можлива*.

1.4) Визначення можливих джерел завад по дзеркальному каналу

Для приймача в залежності від налаштування гетеродину розраховуємо частоту дзеркального каналу приймання.

В завданні відповідно таблиці вихідних даних, визначено **нижнє** налаштування гетеродину приймача та номінал проміжної частоти $10,7 \text{ МГц}$, тому:

$$f_{\text{ДЗК}} = f_{R_x} - 2 \times f_{\text{ПЧ1}} = 148,8 \text{ МГц} - 2 \times 10,7 \text{ МГц} = 127,4 \text{ МГц}.$$

Завада можлива, якщо виконується умова :

$$|f_{Tx} - f_{ДЗК}| < (B_{Rx}/2 + B_{Tx}/2).$$

а) для першого передавача T_{x1} :

$$\begin{aligned} |f_{Tx1} - f_{ДЗК}| &= |151,3 - 127,4| = 23,9 \text{ МГц}, \\ (B_{Rx}/2 + B_{Tx1}/2) &= 96 + 72 = 168 \text{ кГц}, \text{ або } 0,168 \text{ МГц}, \\ 23,9 &> 0,168. \end{aligned}$$

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по дзеркальному каналу приймання **не можлива**. У таблиці 2.3 з результатами розрахунку у п. 4 для РЕЗ 1 ставимо позначку «←».

б) для другого передавача T_{x2} :

$$\begin{aligned} |f_{Tx2} - f_{ДЗК}| &= |154,1 - 127,4| = 26,7 \text{ МГц}, \\ (B_{Rx}/2 + B_{Tx2}/2) &= 96 + 85,8 = 181,8 \text{ кГц}, \text{ або } 0,1818 \text{ МГц}, \\ 26,7 &> 0,1818. \end{aligned}$$

Умова (10) для T_{x2} **не виконується**, тому завада по дзеркальному каналу прийому **не можлива**. У таблиці 2.3 з результатами розрахунку у п. 4 для РЕЗ 2 ставимо позначку «←».

1.5) Визначення можливих джерел завад по першій ПЧ

Завада по першій ПЧ можлива, якщо для кожного з відібраних передавачів і приймача виконується умова:

$$|f_{Tx} - f_{ПЧ1}| < (B_{Rx}/2 + B_{Tx}/2).$$

а) для першого передавача T_{x1} :

$$\begin{aligned} |f_{Tx1} - f_{ПЧ1}| &= |151,3 - 10,7| = 140,7 \text{ МГц}, \\ (B_{Rx}/2 + B_{Tx1}/2) &= 96 + 72 = 168 \text{ кГц}, \text{ або } 0,168 \text{ МГц}, \\ \text{але } 140,7 &> 0,168. \end{aligned}$$

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по першій ПЧ **не можлива**. У таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 3 для РЕЗ 1 ставимо позначку «←».

б) для другого передавача T_{x2} :

$$\begin{aligned} |f_{Tx2} - f_{ПЧ1}| &= |154,1 - 10,7| = 143,4 \text{ МГц}, \\ (B_{Rx}/2 + B_{Tx2}/2) &= 96 + 85,8 = 181,8 \text{ кГц}, \text{ або } 0,1818 \text{ МГц}, \\ \text{але } 143,4 &> 0,1818. \end{aligned}$$

Умова (11) для T_{x2} **не виконується**, тому завада по першій ПЧ **не можлива**. У таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 3 для РЕЗ 2 ставимо позначку «←».

1.6) Визначення можливих джерел завад на гармоніках

Визначаємо частоти другої та третьої гармонік та субгармонік для кожного передавача:

– для гармонік: $f_{nTx} = n \times f_{Tx}$;

– для субгармонік: $f_{mTx} = f_{Tx}/m$;

де n (m) = 2, 3, 4, ... – номер гармоніки (субгармоніки).

Перевіряємо виконання наступних умов:

– для гармонік $|f_{nTx} - f_{Rx}| \leq (B_{Rx}/2 + n \times B_{Tx}/2)$;

– для субгармонік $|f_{mTx} - f_{Rx}| \leq (B_{Rx}/2 + B_{Tx}/(2 \times m))$;

а) для першого передавача T_{x1} :

– для гармонік: 2-а $f_{2Tx1} = 2 \times f_{Tx1} = 2 \times 151,3 = 302,6$ МГц;

3-я $f_{3Tx1} = 3 \times f_{Tx1} = 3 \times 151,3 = 453,9$ МГц;

– для субгармонік: 2-а $f_{/2Tx1} = f_{Tx1}/2 = 151,3/2 = 75,65$ МГц;

3-я $f_{/3Tx1} = f_{Tx1}/3 = 151,3/3 = 50,433$ МГц;

– для гармонік: 2-а $B_{Rx}/2 + 2 \times B_{Tx1}/2 = 96 + 144 = 240$ кГц, або 0,24 МГц;

3-я $B_{Rx}/2 + 3 \times B_{Tx1}/2 = 96 + 216 = 296$ кГц, або 0,296 МГц;

– для субгармонік: 2-а $B_{Rx}/2 + B_{Tx1}/(2 \times 2) = 96 + 36 = 116$ кГц, або 0,116 МГц;

3-я $B_{Rx}/2 + B_{Tx1}/(2 \times 3) = 96 + 24 = 104$ кГц, або 0,104 МГц.

Перевіряємо умову $|f_{nTx} - f_{Rx}| \leq (B_{Rx}/2 + n \times B_{Tx}/2)$ для гармонік:

– 2-а гармоніка $|302,6 - 148,8| = 153,8$ МГц, $153,8$ МГц > 0,24 МГц.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по другій гармоніці **не можлива**. У таблиці 2.3 з результатами розрахунку у п. 5 для РЕЗ 1 ставимо позначку «←».

– 3-я гармоніка $|453,9 - 148,8| = 305,1$ МГц, $305,1$ МГц > 0,296 МГц.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по третій гармоніці **не можлива**. У таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 5 для РЕЗ 1 ставимо позначку «←».

Перевіряємо умову $|f_{mTx} - f_{Rx}| \leq (B_{Rx}/2 + B_{Tx}/(2 \times m))$ для субгармонік:

– 2-а субгармоніка $|75,65 - 148,8| = 73,15$ МГц, $73,15$ МГц > 0,116 МГц.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада по другій субгармоніці **не можлива**.

– 3-я субгармоніка $|50,433 - 148,8| = 98,367$ МГц, $98,367$ МГц > 0,104 МГц.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада за третьою субгармонікою **не можлива**.

б) для другого передавача T_{x2} :

- для гармонік: 2-а $f_{2 T_{x2}} = 2 \times f_{T_{x2}} = 2 \times 154,1 = 308,2$ МГц;
- 3-я $f_{3 T_{x2}} = 3 \times f_{T_{x2}} = 3 \times 154,1 = 462,3$ МГц;
- для субгармонік: 2-а $f_{/2 T_{x2}} = f_{T_{x2}}/2 = 154,1/2 = 77,05$ МГц;
- 3-я $f_{/3 T_{x2}} = f_{T_{x2}}/3 = 154,1/3 = 51,367$ МГц;
- для гармонік: 2-а $B_{R_x}/2 + 2 \times B_{T_{x2}}/2 = 96 + 171,6 = 267,6$ кГц, або 0,267 МГц;
- 3-я $B_{R_x}/2 + 3 \times B_{T_{x2}}/2 = 96 + 257,4 = 353,4$ кГц, або 0,353 МГц;
- для субгармонік: 2-а $B_{R_x}/2 + B_{T_{x2}}/(2 \times 2) = 96 + 42,9 = 138,9$ кГц, або 0,1389 МГц;
- 3-я $B_{R_x}/2 + B_{T_{x2}}/(2 \times 3) = 96 + 28,6 = 124,6$ кГц, або 0,1246 МГц.

Перевіряємо умову $|f_{nT_x} - f_{R_x}| \leq (B_{R_x}/2 + n \times B_{T_x}/2)$ для гармонік:

- 2-а гармоніка $(308,2 - 148,8) = 159,4$ МГц, $159,4$ МГц $> 0,2676$ МГц.

Умова для T_{x2} **не виконується**, тому завада за другою гармонікою **неможлива**. У таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 5 для РЕЗ 2 ставимо позначку «-».

- 3-я гармоніка $(462,3 - 148,8) = 313,5$ МГц, $305,1$ МГц $> 0,3634$ МГц.

Умова (14) для T_{x2} не виконується, тому завада за третьою гармонікою **неможлива**. У таблиці 2.3 за результатами розрахунку у п. 5 для РЕЗ 2 ставимо позначку «-».

Перевіряємо умову $|f_{mT_x} - f_{R_x}| \leq (B_{R_x}/2 + B_{T_x}/(2 \times m))$ для субгармонік:

- 2-а субгармоніка $|77,05 - 148,8| = 71,75$ МГц, $71,75$ МГц $> 0,1389$ МГц.

Умова для T_{x2} **не виконується**, тому завада за другою субгармонікою **неможлива**.

- 3-я субгармоніка $|51,367 - 148,8| = 97,433$ МГц, $97,433$ МГц $> 0,1246$ МГц.

Умова для T_{x1} **не виконується**, тому завада за третьою субгармонікою **неможлива**.

Заповнюємо таблицю 2.5 для проміжних результатів розрахунку.

№	Параметр	R_x	T_{x1}	T_{x2}
1	Ширина займаної ї смуги частот, $B_{R_x} (B_{T_x}) = 1,2 \times B_H$, кГц	192	144	171,6
2	Частотне рознесення радіоканалів Δf , МГц		2,5	5,3
3	Min Δf (+, ближче до R_x)		+	-
4	$(B_{T_x} + B_{R_x})/2$, МГц		0,168	0,1818
5	$2,5 \times B_H T_x + B_{R_x}/2$, МГц		0,396	0,543
6	$2 \times \Delta f_{Ch} + B_{T_x}/2$, ($\Delta f_{Ch} \approx 1,5 B_{H R_x}$), МГц		0,552	0,5568
7	Нижня частота основного каналу приймання $f_{R_{x \min}} = f_{R_x} - B_{R_x}/2$, МГц	147,704		
8	Верхня частота основного каналу приймання	148,896		

	$f_{R_{\max}} = f_{R_x} + B_{R_x}/2$, МГц			
9	Нижня частота смуги випромінювання основного каналу передавача $f_{T_x} - B_{T_x}/2$, МГц		151,228	154,0142
10	Верхня частота смуги випромінювання основного каналу передавача $f_{T_x} + B_{T_x}/2$, МГц		151,372	154,1858
11	Нижня межа частот інтермодуляції 2-го порядку $f_{IM2\min}$		2,6422	
12	Верхня межа частот інтермодуляції 2-го порядку $f_{IM2\max}$		2,9578	
13	Нижня межа частот інтермодуляції 3-го порядку $f_{IM3\min}$		148,2702	
14	Верхня межа частот інтермодуляції 3-го порядку $f_{IM3\max}$		148,7298	
15	Частота дзеркального каналу приймання $f_{ДК} = f_{R_x} - 2 \times f_{ПР}$, МГц	127,4		
16	$f_{T_x} - f_{ДЗК}$, МГц		23,9	26,7
17	Для перевірки можливості завади за ПЧ $ f_{T_x} - f_{ПЧ} $, МГц		140,7	143,4
18	Друга гармоніка $2 \times f_{T_x}$, МГц		302,6	308,2
19	Третя гармоніка $3 \times f_{T_x}$, МГц		453,9	462,3
20	Друга субгармоніка $f_{T_x}/2$, МГц		75,65	77,05
21	Третя субгармоніка $f_{T_x}/3$, МГц		50,433	51,367
22	$B_{R_x}/2 + 2 \times B_{T_x}/2$, МГц		0,24	0,2676
23	$B_{R_x}/2 + 3 \times B_{T_x}/2$, МГц		0,296	0,3534
24	$B_{R_x}/2 + B_{T_x}/(2 \times 2)$, МГц		0,116	0,1389
25	$B_{R_x}/2 + B_{T_x}/(2 \times 3)$, МГц		0,104	0,1246

Етап 2. Розрахунок рівня сигналу та завад

2.1) Розрахунок втрат поширення радіохвиль

Втрати поширення радіохвиль для корисного сигналу:

$$L_{\text{Проп сигнал [дБ]}} = 32,4 + 20 \times \lg(f_{\text{[МГц]}}) + 20 \times \lg(r_{\text{[км]}}) = 32,4 + 20 \times \lg(148,8) + 20 \times \lg(8) = \\ = 32,4 + 20 \times 2,173 + 20 \times 0,903 = 32,4 + 43,452 + 18,062 = 93,91 \text{ дБ.}$$

У п. 6 таблиці 2.3 за результатами розрахунку заносимо втрати поширення радіохвиль (ПРХ) в радіолінії для корисного сигналу L_{0C} .

Для сигналу завади від першого передавача T_{x1} втрати поширення L_{031} :

$$L_{\text{Проп}T_{x1}[\text{дБ}]} = 32,4 + 20 \times \lg(f_{\text{[МГц]}}) + 20 \times \lg(R_{1[\text{км}]}) = 32,4 + 20 \times \lg(151,3) + 20 \times \lg(0,01) = \\ = 32,4 + 20 \times 2,1798 + 20 \times (-2) = 32,4 + 43,597 - 40 = 35,996 \approx 36 \text{ дБ.}$$

Для сигналу завади від другого передавача T_{x2} втрати поширення L_{032} :

$$L_{\text{Проп}T_{x2}[\text{дБ}]} = 32,4 + 20 \times \lg(f_{\text{[МГц]}}) + 20 \times \lg(R_{2[\text{км}]}) = 32,4 + 20 \times \lg(154,1) + 20 \times \lg(0,012) = \\ = 32,4 + 20 \times 2,1878 + 20 \times (-1,92) = 32,4 + 43,756 - 38,416 = 37,74 \text{ дБ.}$$

У п. 7 таблиці 2.3 за результатами розрахунку заносимо втрати поширення радіохвиль в радіолінії для завад $L_{\text{Проп}T_{x1}(T_{x2})}$, дБ.

2.2) Розрахунок рівня корисного сигналу на вході приймача

Потужність корисного сигналу на вході приймача P_c може бути визначена за наступною формулою:

$$P_c = (P_{Tx} + G_{Tx}) - L_{\text{Проп сигн}} + G_{Rx} = (16+10) - 93,91 + 9 = -58,91(\text{дБВт}).$$

У п. 8 таблиці 2.3 за результатами розрахунку заносимо рівень корисного сигналу.

2.3) Розрахунок потужності завад на вході приймача

Розрахунок потужності завад на вході приймача проводиться тільки для тих передавачів, які потенційно можуть створити завади, тобто тих завад, які визначені за частотною ознакою!!!

Втрати сигналу в радіолінії L_{Σ} на даному етапі розрахунків здійснюємо при умові, що основний канал передавача завади приймається основним каналом прийому приймача без урахування впливу коефіцієнта частотної вибіркості FDR (тобто $FDR=0$) та за умов відсутності втрат в трактах прийому та передачі, а також за збігом поляризації антен.

а) втрати сигналу для першого передавача T_{x1} :

$$L_{\Sigma T_{x1}} = L_{\text{Проп } T_{x1}} - G_{T_{x1}} - G_{Rx} = 36 - 9 - 8 = 19 \text{ дБ},$$

б) втрати сигналу для другого передавача T_{x2} :

$$L_{\Sigma T_{x2}} = L_{\text{Проп } T_{x2}} - G_{T_{x2}} - G_{Rx2} = 37,74 - 9 - 7 = 21,74 \text{ дБ}.$$

В п. 7 таблиці 2.3 за результатами розрахунку заносимо втрати в радіолінії для завади від T_{x1} та T_{x2} .

Потужність завад на вході приймача може бути визначено за формулою:

а) потужність сигналу завади від першого передавача T_{x1} :

$$P_{I T_{x1}} = P_{Tx1} - L_{\Sigma T_{x1}} = 19,2 - 19 = 0,2 \text{ дБВт},$$

а) потужність сигналу завади від другого передавача T_{x2} :

$$P_{I T_{x2}} = P_{Tx2} - L_{\Sigma T_{x2}} = 21,3 - 21,74 = -0,44 \text{ дБВт},$$

2.3.1) Розрахунок коефіцієнта частотної вибіркості приймача (FDR)

В даному варіанті завдання завади за основним каналом приймання не можливі, тому у розрахунках FDR не враховуємо.

У разі наявності завади за основним каналом приймання (виконанні умови (2.14)) розрахунок FDR здійснюється за формулою (2.3). В залежності від виконання відповідних умов для кожного з передавачів, які створюють завади за основним каналом прийому (тобто геометрії та розмірів площі перекриття спектральної маски сигналу передавача та АЧХ приймача), використовуються спрощені формули для розрахунку FDR та площі перекриття спектральних масок (2.7, 2.9, 2.11 і 2.12)

Приклад розрахунку FDR (для іншого варіанту завдання)

Вихідні дані (варіант 1):

$$f_{R_x} = 151,2 \text{ МГц}; B_{HR_x} = 0,1 \text{ МГц}; B_{R_x} = 1,2 \times B_{HR_x} = 1,2 \times 0,1 = 0,12 \text{ МГц}.$$

$$f_{T_x} = 151,3 \text{ МГц}; B_{HT_x} = 0,12 \text{ МГц}; B_{T_x} = 1,2 \times B_{HR_x} = 1,2 \times 0,12 = 0,144 \text{ МГц}.$$

Перевірка умови можливості створення завади за основним каналом приймання для основного випромінювання передавача завади для *займаної* смуги частот:

$$\Delta f = |f_{T_x} - f_{R_x}| = 151,3 - 151,2 = 0,1 \text{ МГц},$$

$$(B_{T_x} + B_{R_x})/2 = (0,144 + 0,12)/2 = 0,264/2 = 0,132 \text{ МГц}.$$

$$\text{Перевірка умови: } \Delta f < (B_{T_x} + B_{R_x})/2$$

$0,1 < 0,132$, тобто умова **виконується**, тому завада по основному каналу приймання від основного випромінювання передавача завади **можлива**.

Перевірка виконання умови для *необхідної* смуги частот:

$$\Delta f < (B_{HT_x} + B_{HR_x})/2.$$

$$(B_{HT_x} + B_{HR_x})/2 = (0,12 + 0,144)/2 = 0,132.$$

$0,1 < 0,132$, тобто умова (2.10) виконується, площа перекриття розраховується з урахуванням перекриття по *займаної та необхідної* смугам частот за формулою (2.11):

$$S_i = S_{PP.BH} + S_{TP.R_x} + S_{TP.T_x}$$

де $S_{PP.BH}$ – площа прямокутника (ПП) на рівні перекриття необхідних смуг частот), $S_{TP.R_x}$ та $S_{TP.T_x}$ – площі прямокутних трикутників у спектральних масках сигналів R_x та T_x .

$$S_{PP.BH} = f_{HR_{xmax}} - f_{HT_{xmin}} = (f_{R_x} + B_{HR_x}/2) - (f_{T_x} - B_{HT_x}/2) = (B_{HR_x} + B_{HT_x})/2 - |\Delta f| =$$

$$= (0,1 + 0,12)/2 - 0,1 = 0,01;$$

$$S_{TP.R_x} = (B_{R_x} - B_{HR_x})/4 = (0,12 - 0,1)/4 = 0,02/4 = 0,005;$$

$$S_{TP.T_x} = (B_{T_x} - B_{HT_x})/4 = (0,144 - 0,12)/4 = 0,024/4 = 0,006.$$

Розрахуємо площу перекриття спектра передавача з АЧХ приймача за формулою (2.11):

$$S_i = 0,01 + 0,005 + 0,006 = 0,021.$$

Площа спектральної маски сигналу передавача згідно виразу (2.4) становить:

$$S_{T_x} = 1,1 \times B_{HT_x} = 1,1 \times 0,12 = 0,132.$$

Площа АЧХ приймача згідно виразу (2.5) становить:

$$S_{R_x} = 1,1 \times 0,1 = 0,11.$$

Далі відповідно з формулою (2.3) розрахуємо загальний FDR:

$$\begin{aligned}
 FDR &= 10 \times \lg(S_i / S_{Tx}) + 10 \lg \times (S_i / S_{Rx}) = \\
 &= 10 \times \lg(0,021 / 0,132) + 10 \times \lg(0,021 / 0,11) = \\
 &= 10 \times \lg(0,159) + 10 \times \lg(0,1909) = 10 \times (-0,798) + 10 \times (-0,719) = \\
 &= \mathbf{-15,175 \text{ дБ}}.
 \end{aligned}$$

В розглянутому варіанті площа перекриття спектральних масок має форму трапеції.

Рівень завади на вході приймача при прийомі основного випромінювання основним каналом приймача з урахуванням FDR розраховуємо за формулою:

$$P_{II} = P_{Tx1} - L_{\Sigma Tx1} - FDR.$$

Результат розрахунку рівня завад заносимо у п. 9 таблиці 2.3.

2.3.2) Розрахунок потужності завад за основним каналом від позасмугового випромінювання передавача завад

Розрахуємо рівень завад по основному каналу приймання від позасмугового випромінювання передавача завади:

а) від першого передавача T_{x1} :

$$P_{II} = P_{Tx1} - L_{\Sigma Tx1} - M_1(\Delta f) = 19,2 - 18,85 - 70 = -69,65 \text{ дБВт},$$

б) від другого передавача T_{x2} :

$$P_{II} = P_{Tx2} - L_{\Sigma Tx2} - M_2(\Delta f) = 16 - 21,74 - 75 = -80,74 \text{ дБВт}.$$

Але при частотному аналізі можливість завад по основному каналу приймання від позасмугових каналів передачі передавачів завад **не виявлено**.

2.3.3) Розрахунок потужності завад за сусіднім каналом

У разі приймання основного випромінювання передавача побічним каналом (сусіднім, дзеркальним або ПЧ) приймача:

а) від першого передавача T_{x1} :

$$P_{II} = P_{Tx1} - L_{\Sigma Tx1} - S_1(\Delta f) = 19,2 - 18,85 - 72 = -71,65 \text{ дБВт},$$

б) від другого передавача T_{x2} :

$$P_{II} = P_{Tx2} - L_{\Sigma Tx2} - S_2(\Delta f) = 16 - 21,74 - 74 = -79,74 \text{ дБВт}.$$

Але при частотному аналізі можливість завад сусіднім каналом прийому від основного випромінювання передавача **не виявлено**.

Аналогічно проводимо розрахунки рівня завад за дзеркальним каналом і каналом першої ПЧ.

Якщо побічним каналом приймача (сусіднім, дзеркальним або ПЧ) приймається позасмугове або побічне випромінювання передавача завади, тобто

$S \neq 0$ та $M \neq 0$, впливом таких завад *нехтуємо* і потужність таких завад не розраховуємо.

2.3.4) Розрахунок рівня інтермодуляційних завад

Розрахунок за частотною ознакою для даного варіанту виявив **можливість** інтермодуляційної завади **третього порядку**.

Потужність сигналів завад на частотах f_1 і f_2 , перевищення яких призводить до появи в приймачі **інтермодуляційних завад третього порядку**, розраховуються за наступною формулою:

$$P_{IM} = 2 \times (P'_{Tx1} - \beta_1(\Delta f_1)) + (P'_{Tx2} - \beta_2(\Delta f_2)) - K_{2,1},$$

$$P'_{Tx1} = P_{Tx1} - L_{\Sigma Tx1} = 19,2 - 19 = 0,2 \text{ дБ},$$

$$P'_{Tx2} = P_{Tx2} - L_{\Sigma Tx2} = 21,3 - 21,74 = -0,44 \text{ дБ},$$

$$K_{2,1} = -6 \text{ дБ},$$

$$\Delta f_1 = 151,3 - 148,8 = 2,5 \text{ МГц},$$

$$\Delta f_2 = 154,1 - 148,8 = 5,3 \text{ МГц}.$$

Для розрахунку послаблення сигналів завад $\beta_1(\Delta f)$ і $\beta_2(\Delta f)$ використовується смуга пропускання преселектора, яку приймаємо рівною $B_{RF} = 50 \times B_{H Rx}$:

а) для першого передавача (частота якого найближча до частоти настроювання приймача):

$$\beta(\Delta f) = 60 \cdot \lg \left[1 + \left(\frac{2 \cdot \Delta f}{B_{Rx}} \right)^2 \right],$$

$$\begin{aligned} \beta_1(\Delta f) &= 60 \times \lg (1 + ((2 \times 2,5) / (50 \times 0,16))^2) = 60 \times \lg (1 + (5/8)^2) = \\ &= 60 \times \lg (1 + 0,625) = 60 \times \lg (1,625) = 60 \times \lg (1,39) = 60 \times 0,143 = 8,59 \text{ дБВт}, \end{aligned}$$

б) для другого передавача

$$\begin{aligned} \beta_2(\Delta f) &= 60 \times \lg (1 + ((2 \times 5,3) / (50 \times 0,16))^2) = 60 \times \lg (1 + (10,6/8)^2) = \\ &= 60 \times \lg (1 + 1,325) = 60 \times \lg (2,325) = 60 \times \lg (2,756) = 60 \times 0,44 = 26,41 \text{ дБВт}. \end{aligned}$$

Розрахунок потужності інтермодуляційної завади (формула 32)

$$\begin{aligned} P_{IM} &= 2 \times (P'_{Tx1} - \beta_1(\Delta f_1)) + (P'_{Tx2} - \beta_2(\Delta f_2)) - K_{2,1} = \\ &= 2 \times (0,2 - 8,59) + (-0,44 - 26,41) + 6 = 2 \times (-8,39) + (-26,85) + 6 = \\ &= -16,78 - 26,85 + 6 = -43,63 + 6 = -37,63 \text{ [дБВт]}. \end{aligned}$$

2.3.5) Розрахунок рівня випромінювання завад на гармоніках (субгармоніках)

В прикладі за основним каналом приймача **не приймається** випромінювання завад на гармоніках (субгармоніках).

Якщо такі завади були б, то для розрахунків рівня сигналів завад на вході приймача потрібно було б скористатися відповідними формулами.

У цьому випадку $S = 0$; припускаємо $M_2 \approx 45$ дБ; $M_3 \approx 60$ дБ.

а) для першого передавача T_{x1} :

рівень другої гармоніки (субгармоніки):

$$P_{Tx1r1} = P_{Tx1} - L_{\Sigma Tx1} - M_2 = 19,2 - 18,85 - 45 = -44,65 \text{ дБ};$$

рівень третьої гармоніки (субгармоніки):

$$P_{Tx1r2} = P_{Tx1} - L_{\Sigma Tx1} - M_3 = 19,2 - 18,85 - 60 = -59,65 \text{ дБ}.$$

б) для другого передавача T_{x2} :

рівень другої гармоніки (субгармоніки):

$$P_{Tx2r1} = P_{Tx2} - L_{\Sigma Tx2} - M_2 = 21,3 - 21,74 - 45 = -45,44 \text{ дБ};$$

рівень третьої гармоніки (субгармоніки):

$$P_{Tx2r2} = P_{Tx2} - L_{\Sigma Tx2} - M_3 = 21,3 - 21,74 - 60 = -60,44 \text{ дБ}.$$

Але розрахунки за частотною ознакою для варіанта **не виявили** можливість завади на гармоніках та субгармоніках. Тому розраховані рівні цих завад у подальших розрахунках **не враховуємо**.

2.4) Розрахунок множинної (сукупної) завади

Розрахунок рівня множинної завади на вході приймача виконаємо за методикою, яка приведена у розділі 2.4 для усіх визначених за частотною ознакою каналів приймання від обох передавачів та інтермодуляційної завади.

а) для першого передавача T_{x1} :

Завад не виявлено

Якщо було б дві завади, рівень яких становив, наприклад -70 дБВт та -65 дБВт, то для їх додавання потрібно перевести їх в одиниці Вт:

$$P_{\Sigma 11[Bm]} = 10^{(P_{11} [дБВт]/10)} = 10^{-7} \text{ Вт},$$

$$P_{\Sigma 12[Bm]} = 10^{(P_{12} [дБВт]/10)} = 10^{-6,5} = 3,16 \times 10^{-7} \text{ Вт}.$$

$$\text{Разом: } 10^{-7} \text{ Вт} + 3,16 \times 10^{-7} = 4,16 \times 10^{-7} \text{ Вт}.$$

Результат представимо у логарифмічних одиницях:

$$P_{\Sigma 1 Tx1} = 10 \times \lg(4,16 \times 10^{-7} \text{ Вт}) = 10 \times (-6,38) = -63,81 \text{ дБВт}.$$

б) для другого передавача T_{x2} :

Завад не виявлено.

Якщо завади були виявлені, потрібно було б розрахувати їх сумарний рівень за тими ж самими формулам.

Для прикладу: сумарний рівень завад від другого передавача склав би $2,7 \times 10^{-6} \text{ Вт}$, або -55,69 дБВт.

Тоді результат розрахунку заносимо у п. 5 таблиці 6 для РЕЗ 2.

в) рівень інтермодуляційної завади третього порядку згідно розрахунків становить -37,63 дБВт, або у Вт:

$$P_{IM} [\text{Вт}] = 10^{(P_{IM} [\text{дБВт}]/10)} = 10^{-3,763} = 1,73 \times 10^{-4} \text{ Вт.}$$

2.5) Розрахунок рівня шумів

Реальна чутливість приймача з абсолютних одиниць вимірювання В (вольт) перераховується в логарифмічні одиниці – дБВт. В завданні реальна чутливість приймача задана у мікровольтах ($1 \text{ мкВ} = 10^{-6} \text{ В}$), тому перерахуємо:

$$P_{R_{x \text{ real}}} [\text{дБ}] = 10 \times \lg(U_{R_{x \text{ real}}}^2 [\text{мкВ}]^{-12}/R_{R_{x \text{ real}}}) = 10 \times \lg(((2,5)^2)^{-12}/50) = -129,03 \text{ дБВт.}$$

Рівень шумів дорівнює пороговій (мінімальній) чутливості приймача та розраховується за формулою:

$$P_{III} = P_{R_{x \text{ min}}} = P_{R_{x \text{ real}}} - A = (-129,03) - 10 = -139,03 \text{ дБВт,}$$

що відповідає $P_{III} = 1,25 \times 10^{-14} \text{ Вт.}$

2.6) Розрахунок сумарного рівня завад та шумів

$$P_{\Sigma} [\text{Вт}] = P_{\Sigma I1} + P_{\Sigma I2} + P_{IM} + P_{III} = 0 + 0 + 1,73 \times 10^{-4} + 1,25 \times 10^{-14} \approx 1,73 \times 10^{-4} \text{ Вт,}$$

що відповідає – 37,63 дБВт. Результат розрахунку заносимо у п. 9 таблиці 2.3.

Етап 3. Оцінка отриманих результатів розрахунків ЕМС

Обчислимо значення критерія ЕМС Q :

$$Q = (P_C - (P_{I\Sigma} + P_{III})) - A = -58,91 - (-37,63) - 10 = -31,28 \text{ дБ,}$$

де A – необхідне захисне відношення сигнал/завада (дБ).

Результат розрахунку заносимо у п. 10 таблиці 2.3.

Здійснюємо оцінку якості частотного присвоєння, що планується.

$(Q = -31,28) < 0$, тому приймається рішення про **невиконання вимог ЕМС.**

У п. 10 таблиці 2.3 із результатами розрахунків вносимо позначення «←».

Висновки за результатами розрахунку за варіантом № 31

Результати розрахунків показують, що рівень завад та шумів перевищує допустимий, отже, **умови ЕМС не виконуються (ЕМС не забезпечується).**

Примітка. Однак слід мати на увазі, що якщо рівень корисного сигналу перевищує рівень множинної завади та шумів на дуже невелику величину відносно захисного відношення, бажано прийняти додаткові заходи для зниження рівня завад. Наприклад, зменшити потужність передавачів завад T_{x1} (T_{x2}), використати антени з меншим коефіцієнтом підсилення (або

використовувати спрямовані антени якщо це допустимо з точки зору організації зв'язку), змінити висоту встановлення антени передавача T_{x1} (T_{x2}) на об'єкті (антени рознести по висоті) та ін.

РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКУ ЕМС ЛОКАЛЬНОГО УГРУПУВАННЯ РЕЗ
(варіант №X)

№	Назва параметра	РЕЗ 1		РЕЗ 2	
1	Наявність завад каналами прийому (+або-)				
1.1	основним каналом від основного випромінювання	-		-	
	основним каналом від позасмугового випромінювання	-		-	
1.2	сусіднім каналом	-		-	
1.3	інтермодуляційної завади 2-го порядку	-			
1.4	інтермодуляційної завади 3-го порядку	+			
1.5	дзеркальним каналом	-		-	
1.6	по 1 ПЧ	-		-	
1.7	на гармоніках, (+ або -)	2-га	3-тя	2-га	3-тя
		-	-	-	-
1.8	на субгармоніках, (+ або -)	2-га	3-тя	2-га	3-тя
		-	-	-	-
2.1	Втрати ПРХ для корисного сигналу L_{0c} , дБ	93,91			
2.2	Рівень корисного сигналу на вході приймача, дБВт	-58,91			
3.1	Втрати ПРХ в радіолінії завад, L_{03} , дБ	36,00		37,74	
3.2	Втрати в радіолінії для завад, дБ	19		21,74	
4	Рівень завади на вході приймача, дБВт	0,20		-0,44	
4.1	основним каналом від основного випромінювання	-		-	
	коефіцієнт частотної вибіркості (FDR), дБ	-		-	
	рівень завади з урахуванням FDR	-		-	
	основним каналом від позасмугового випромінювання	-		-	
4.2	сусіднім каналом	-		-	
4.3	дзеркальним каналом	-		-	
4.4	по 1 ПЧ	-		-	
4.5	на гармоніках	2-га	3-тя	2-га	3-тя
		-	-	-	-
4.6	на субгармоніках	2-га	3-тя	2-га	3-тя
		-	-	-	-
5	Загальний рівень завад на вході приймача від кожного з передавачів $P_{\Sigma i}$, дБВ/Вт	-		-	
6	Рівень інтермодуляційної завади на вході приймача $P_{\text{ІМ}}$, дБВ/Вт	-37,63 дБВ/1,73×10 ⁻⁴ Вт			
7	Рівень шумів на вході приймача $P_{\text{Ш}}$, дБВ/Вт	-139,03 дБВ/1,25×10 ⁻¹⁴ Вт			
8	Загальний рівень шумів та завад на вході приймача від обох передавачів, дБВ/Вт	-78,48 дБВ/1,42×10 ⁻⁸ Вт			
9	Значення $Q = P_c / (P_{\Sigma} + P_{\text{Ш}})$ - А, дБ	-31,28			

11	Забезпечення ЕМС (+ або -)	–
----	----------------------------	---

Примітка: ця таблиця по змісту деяких пунктів відрізняється від табл. 2.3 та приведена як приклад при більш детальних розрахунках.

2.6. Натурні випробування електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів

Залежно від результатів розрахунку електромагнітної сумісності визначається необхідність проведення одного чи кількох таких заходів:

- 1) первинний технічний контроль та/або натурні випробування;
- 2) тестові випробування;
- 3) тестове включення.

***Натурні випробування** – це експериментальне підтвердження ЕМС заявленого радіообладнання з іншим радіообладнанням та/або радіоелектронними засобами та випромінювальними пристроями спеціального призначення.*

Необхідність проведення натурних випробувань щодо забезпечення ЕМС з РЕЗ і ВП інших загальних та/або спеціальних користувачів зазначається в особливих умовах висновку щодо ЕМС РЕЗ, що надається згідно наступних документів:

- «Положення про порядок присвоєння радіочастот радіоелектронним засобам загального призначення»;
- «Порядку надання висновків щодо електромагнітної сумісності та дозволів на експлуатацію радіоелектронних засобів і випромінювальних пристроїв»;
- «Порядку проведення приймальних випробувань радіоелектронних засобів та випромінювальних пристроїв на місці експлуатації» тощо.

УДЦР проводить розрахунки ЕМС РЕЗ, за потребою відбувається погодження і міжнародна координація. У випадках, які в примітках до «Плану розподілу і користування радіочастотним спектром в Україні» визначені літерою «У», потрібно погодження з ГШ ЗСУ.

Натурні випробування передбачають проведення:

- комплексу заходів з аналізу та оцінки ЕМО;
- перевірки параметрів випромінювання РЕЗ та експериментальних досліджень з визначення умов забезпечення ЕМС РЕЗ, яке замовляється із РЕЗ спеціального та загального призначення.

Під час проведення натурних випробувань РЕЗ (ВП) здійснюються інструментальна оцінка параметрів випромінювання РЕЗ та вимірювання параметрів РЕЗ, що відображається у відповідному протоколі вимірювання. Натурні випробування проводяться Заявником за участю представників УДЦР

(Філій) та інших користувачів РЧС (у разі потреби).

Результати натурних випробувань враховуються УДЦР (Філією) під час прийняття рішення про видачу дозволу на експлуатацію РЕЗ.

У разі встановлення під час натурних випробувань створення неприпустимих радіозавад для РЕЗ інших користувачів, що можуть бути усунені під час проведення натурних випробувань, Заявник усуває причини виникнення радіозавад. Причини виникнення радіозавад та спосіб їх усунення зазначаються в протоколі натурних випробувань.

Заявник здійснює заходи з усунення причини створення радіозавад (у разі потреби спільно з користувачами, що зазнають впливу радіозавад). У цьому разі проводяться повторні натурні випробування. За потреби Заявник звертається до УДЦР (Філії) стосовно подовження терміну тестового включення.

Контрольні питання та завдання:

1. Дайте визначення термінам «електромагнітна сумісність» та «електромагнітна обстановка».
2. Поясніть сутність етапів аналізу об'єктової ЕМС.
3. Що відносять до загальних характеристик РЕЗ та району планування?
4. Що таке «необхідна», «контрольна» і «займана» смуги радіочастот?
5. Що відносять до небажаних випромінювань, як вони нормуються?
6. Поясніть фізичний зміст «коефіцієнта частотної вибіркової приймача (FDR)» та яким чином він визначається.
7. Який порядок розрахунку ЕМС РЕЗ в районі планування та локального угруповання РЕЗ?
8. Надайте повну характеристику випромінювання *120KF3E*.
9. Яким чином визначають можливі джерела електромагнітних завад за частотною ознакою?
10. Розрахуйте втрати радіосигналу у вільному просторі з частотою 155,5 МГц на відстані 1500 м.
11. Чим відрізняється розрахунок рівня корисного сигналу і завади на вході приймача, що досліджується?
12. Яким чином приймають рішення про наявність або відсутність ЕМС РЕЗ?
13. Які заходи можуть бути здійснені у випадку відсутності ЕМС?
14. Яке призначення натурних випробувань, ким воно проводиться та які дії передбачає?

3. РАДІОЧАСТОТНИЙ КОНТРОЛЬ ВИПРОМІНЮВАННЯ РЕЗ

3.1. Технічні засоби та обладнання радіомоніторингу

Термін “моніторинг” використовується для характеристики більшості процедур спостереження та контролю процесів не лише в різних галузях промисловості, а й у багатьох інших сферах людської діяльності.

Спостереження за користуванням радіочастотним спектром, зокрема проведенням його моніторингу, є одним зі способів підтримання цілісності процесів використання радіочастотного ресурсу (РЧР). Радіочастотний моніторинг є важливим інструментом отримання об’єктивної інформації про електромагнітну обстановку (ЕМО) і реальний стан використання радіочастотного спектра (РЧС) держави.

Радіочастотний моніторинг (РЧМ) – це комплекс організаційно-технічних заходів, що забезпечують систематичний контроль, у тому числі збирання, оброблення, збереження та аналіз даних параметрів випромінювання радіообладнання, випромінювальних пристроїв, радіоелектронних засобів та випромінювальних пристроїв спеціального призначення [1].

Радіочастотний моніторинг здійснюється:

– *у смугах радіочастот загального користування*, якими користуються загальні користувачі радіочастотного спектра – державним підприємством «Український державний центр радіочастот»(УДЦР), що перебуває у сфері управління регуляторного органу (НКЕК);

– *у смугах радіочастот спеціального і загального користування*, якими користуються спеціальні користувачі радіочастотного спектра – Генеральним штабом Збройних Сил України.

За погодженням з Генеральним штабом Збройних Сил України радіочастотний моніторинг у смугах радіочастот спеціального користування може здійснювати УДЦР.

Згідно із Рекомендації *ITU-R SM.1537* система радіочастотного моніторингу (СРЧМ) повинна бути інтегрована до єдиної автоматизованої (комп’ютеризованої) системи управління використанням спектра.

Місце, мета, завдання та сфера повноважень СРЧМ в Україні визначаються Законом України «Про електроні комунікації». Історично так склалося, що СРЧМ України складається із двох окремих систем:

- СРЧМ у смугах радіочастот загального користування;
- СРЧМ у смугах радіочастот спеціального користування.

Основними об’єктами радіоконтролю є:

1) *радіочастотний спектр* у заданій смузі частот, його зайнятість і завантаженість, що підлягають контролю і аналізу через виміряні параметри використання спектру радіозасобами та іншими джерелами радіовипромінювань;

2) діючі *РЕЗ* або *угруповання РЕЗ* та інші *джерела радіовипромінювань*, що підлягають контролю через відповідність вимірних параметрів випромінювань окремих радіозасобів або угруповання радіозасобів та інших джерел радіовипромінювань встановленим нормам цих параметрів;

3) *джерела радіозавад*, що підлягають контролю через вимірювання параметрів завад.

З точки зору мобільності станції радіомоніторингу (СРМ) поділяються на:

- *стаціонарні* (фіксовані) (рис. 3.1, 3.2);
- *мобільні* (рухомі) (рис. 3.3, 3.4);
- *портативні*.

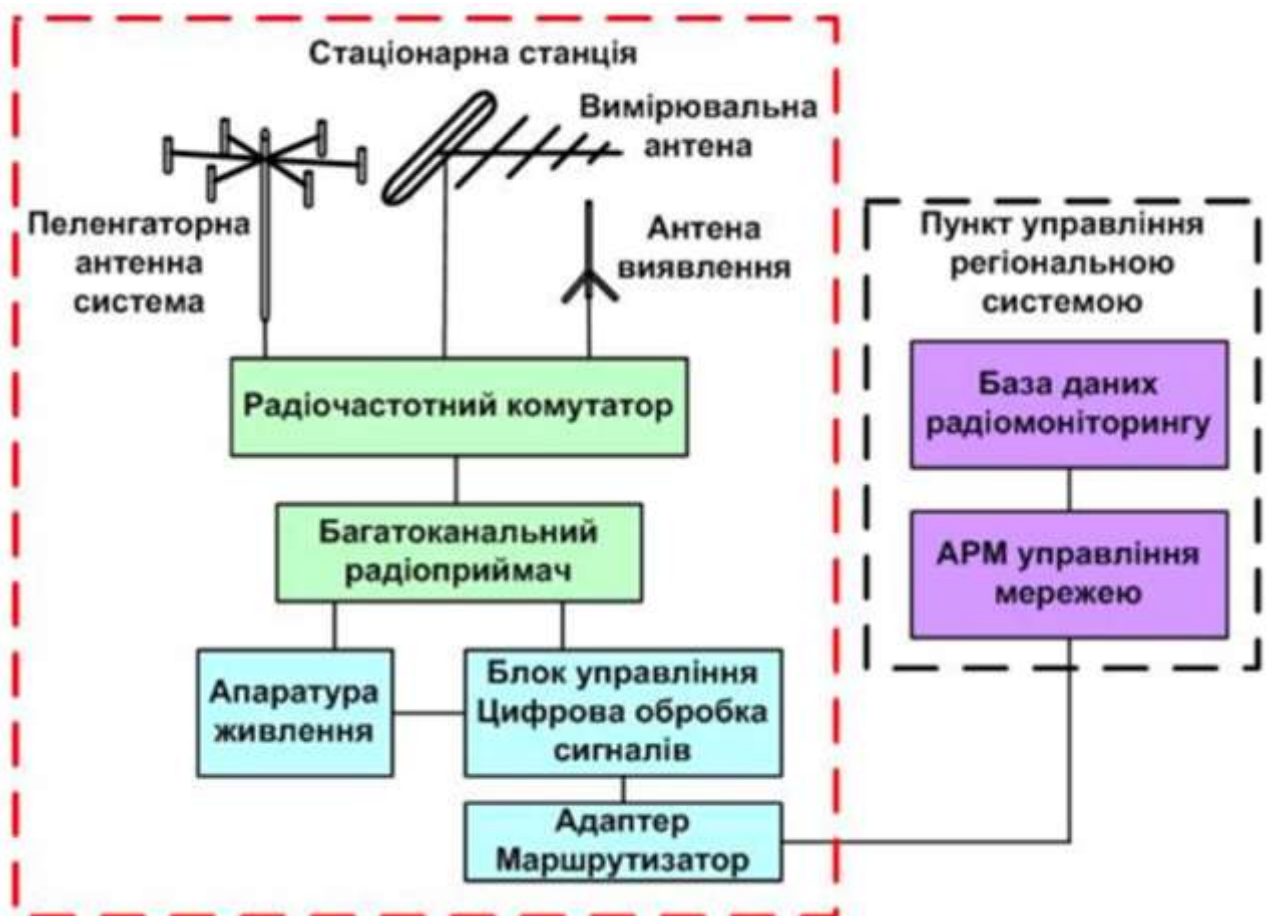


Рисунок 3.1 – Узагальнена структурна схема стаціонарної станції радіомоніторингу



Рисунок 3.2 – Приклади антенн стаціонарної станції радіомоніторингу

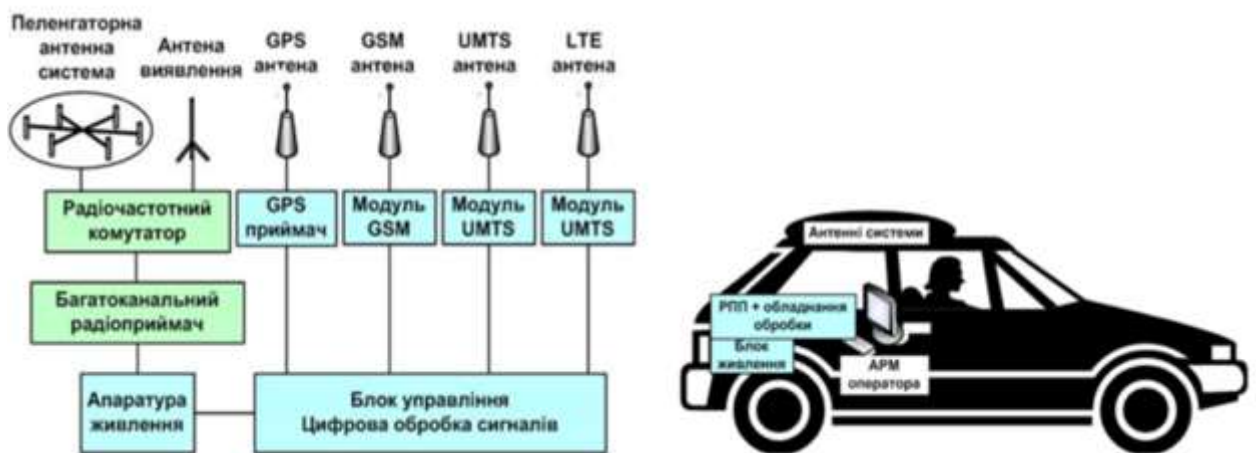


Рисунок 3.3 – Узагальнена структурна схема мобільної станції радіомоніторингу

Типовим і найбільш поширеним в Україні представником мобільного комплексу, призначеного для проведення ефірного радіочастотного контролю, є мобільна станція радіомоніторингу РМ-1300М-1М виробництва Харківського підприємства «Спецвузавтоматика», структурна схема якої наведена на рис. 3.4.

При роботі системи виявлення та технічного аналізу ДРВ радіосигнал від відповідної АФС виявлення поступає на РПП, далі вихідний аналоговий сигнал із ПЧ 10,7 МГц та 455 кГц перетворюється аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) сигнального процесора АСВМ-12/40 у цифрову форму і оброблюється ПЕОМ. Крім цього, АЦП сигнального процесора АСВМ-12/40 при пеленгуванні амплітудним методом використовується для аналого-цифрового перетворення

сигналу ПЧ приймача 10,7 кГц у смугах пеленгування 300, 500, 1000, 3000 та 5000 МГц і ПЧ 455 кГц у смугах пеленгування 30, 110 та 220 кГц.

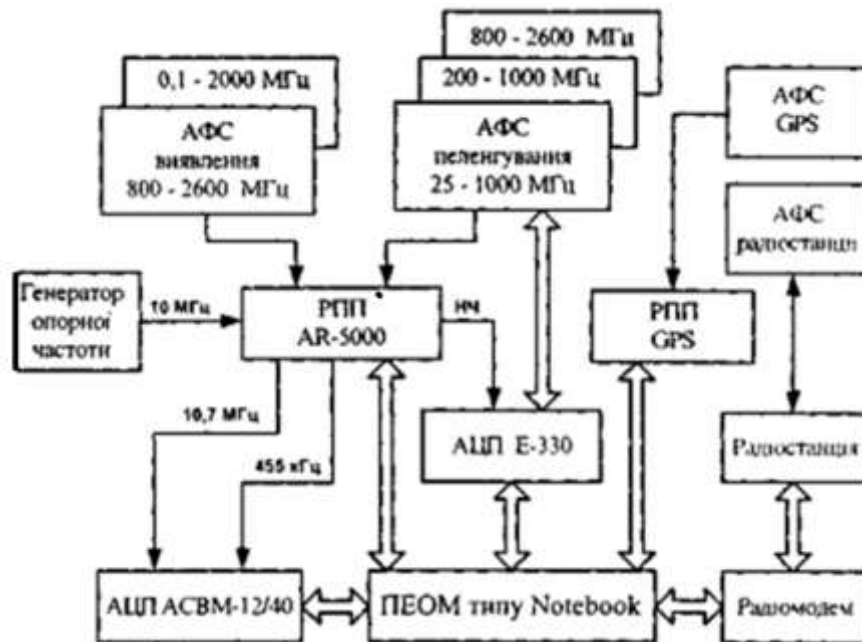


Рисунок 3.4 – Структурна схема мобільної станції радіомоніторингу РМ-1300М-1М

При роботі системи пеленгування та визначення місцезнаходження ДРВ радіосигнал від відповідної АФС пеленгування поступає на РПП, далі вихідний сигнал частотного детектора РПП перетворюється АЦП сигнального процесора Е-330 у цифрову форму та оброблюється ПЕОМ. Крім цього, сигнальний процесор Е-330 використовується для управління електронним комутатором АФС пеленгування.

Для виконання завдань для СРК, станції контролю мають бути здатні розпізнавати і визначати розташування джерел випромінювань, і навіть вимірювати їх основні характеристики.

До параметрів, які, зазвичай, вимірюються під час проведення радіочастотного моніторингу відносять:

- вимірювання несучої частоти (відхилення частоти);
- рівень сигналу – вимірювання напруженості поля та щільності потоку потужності у фіксованих точках;
- вимірювання ширини смуги радіочастот;
- параметри видів модуляції та девіацію частоти;
- вимірювання зайнятості спектра;
- радіопеленгація тощо.



Рисунок 3.5 – Портативний приймач із спрямованою антеною

На практиці під зоною *радіодоступності* СРМ розуміють кілька різних зон:

- 1) *зона виявлення* радіовипромінювань;
- 2) *зону вимірювання основних технічних параметрів* радіовипромінювання;
- 3) *зону вимірювання додаткових параметрів* радіовипромінювання;
- 4) *зону пеленгування* радіовипромінювань;
- 5) *зону визначення місцезнаходження* ДРВ.

Ці зони різняться радіусами, що зумовлено різним значенням чутливості РПП, характеристиками антен систем радіомоніторингу при виконанні окремих завдань, особливостями території, де відбувається вимірювання тощо.

Існують два основних підходи до подання та аналізу процесів або сигналів (рис. 3.6, 3.7):

– у *часовій області* – процес чи сигнал представляється як залежність його фізичних параметрів від часу, графічне зображення виконується в декартовій системі координат, де вісь абсцис є віссю *часу* t , а вздовж осі ординат відкладається *амплітуда* або *потужність сигналу* (приклад, осцилограф);

– у *частотній області* – відображається залежність його фізичних параметрів від частоти, а графічне подання сигналу в частотній ділянці виконується також в декартовій системі координат, де вздовж осі абсцис відкладається *частота* f , а вздовж осі ординат – *амплітуда* або *потужність сигналу* (приклад, аналізатор спектру).

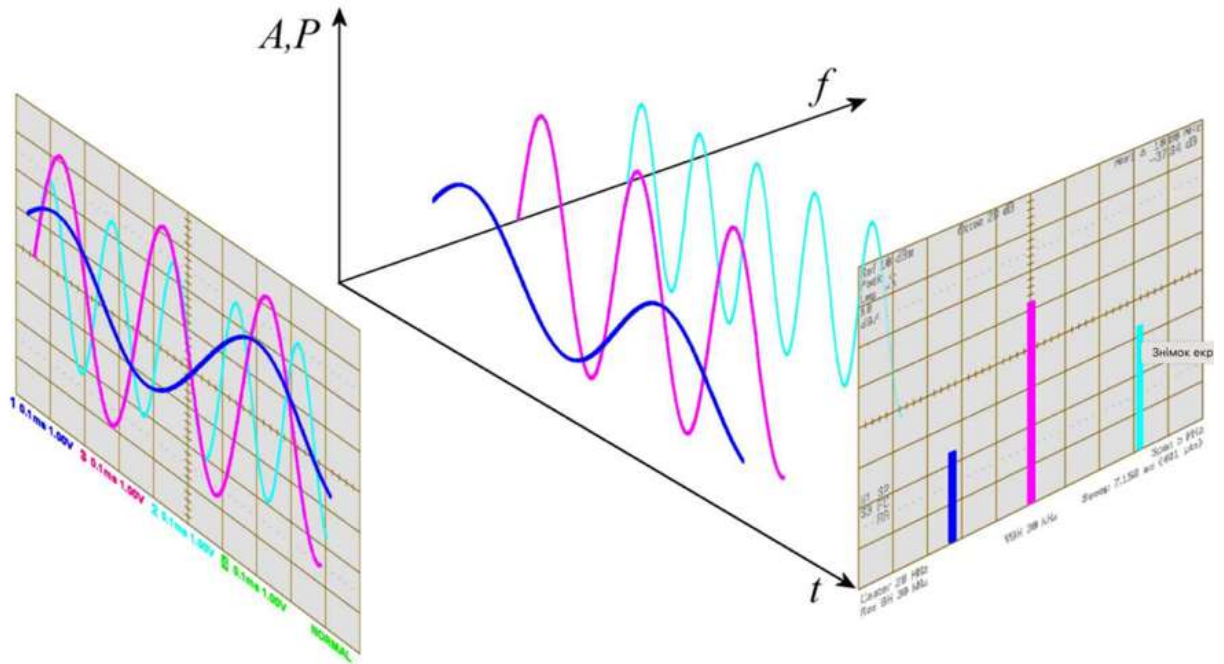


Рисунок 3.6 – Тривимірне уявлення сигналу та його проекції, що пояснюють сутність понять «часова область» та «частотна область»

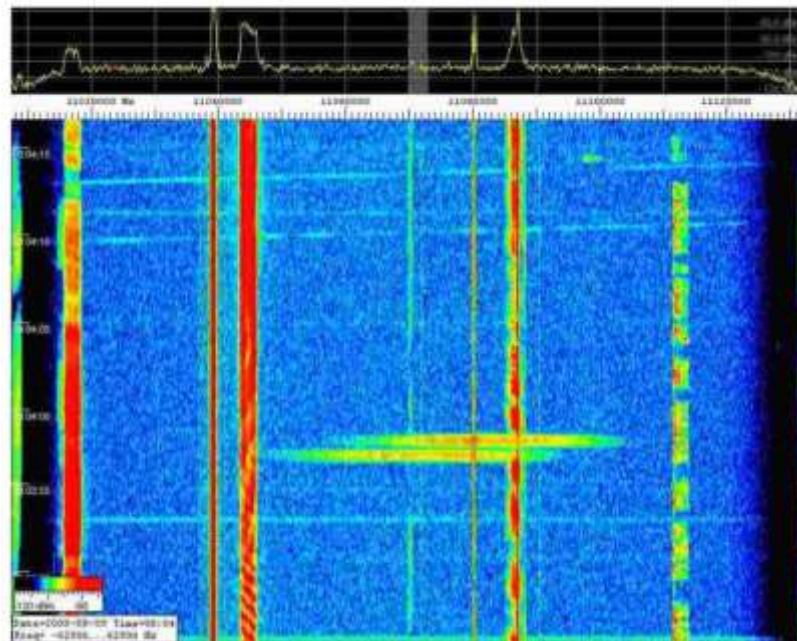


Рисунок 3.7 – Приклад спектрограми

Можна виділити наступні загальні вимоги до обладнання засобів радіочастотного контролю:

- 1) повинне бути автоматизованим;
- 2) у всіх режимах роботи повинне допускати можливість:
 - ручного управління;
 - одночасного вирішення декількох задач;

- послідовного вирішення задач;
- роботу в мережі радіочастотного контролю;
- обробку та документування результатів роботи.

Важливим елементом для проведення радіочастотного контролю є РПП, які використовуються для:

- виявлення;
- пеленгування (та визначення місця знаходження);
- аналізу та ідентифікації випромінювань тощо.

До робочих характеристик цих РПП пред'являються досить жорсткі вимоги, що пов'язано з необхідністю:

- перекривати досить широкий діапазон частот, що контролюються, та виконувати різноманітні вимірювання;

- вимірювати параметри радіосигналів із великим динамічним діапазоном їх рівнів;

- вимірювати параметри різноманітних класів радіосигналів;
- забезпечувати високу точність вимірювань;
- забезпечувати автоматизацію процесу вимірювань.

Для виконання вимірювань параметрів радіовипромінювань використовуються моніторингові і вимірювальні прилади:

- антени (антенні системи);
- моніторингові (вимірювальні) радіоприймачі;
- аналізатори спектра;
- аналізатори сигналів тощо.

Антени (антенні системи)

За призначенням антени для радіоконтролю поділяються на антени для

- виявлення джерела випромінювання (неспрямовані або спрямовані з опорно-поворотним пристроєм);

- вимірювання параметрів випромінювання (спрямовані);
- пеленгаторні (визначення напрямку на джерело випромінювання).

Для стаціонарних, мобільних та переносних станцій радіоконтролю можуть використовуватися різні типи конструкцій антен. Деякі типи антен мобільних станцій радіоконтролю наведені на рисунку 3.8.



а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.8 – Деякі типи антен для радіоконтролю

а) переносна спрямована антена; б) логоперіодична антена; в) опромінювач для рефлекторної антенної системи 1-18 ГГц; г) мікрохвильова антена, що транспортується

Вимірювальні приймачі

Вимірювальні приймачі побудовані за принципом приймачів супергетеродинного типу, оскільки вони повинні мати високі чутливість та селективність.

Сучасні вимірювальні приймачі повністю автоматизовані та функціонують із використанням спеціального програмного забезпечення при керуванні через стандартний інтерфейс, що відповідає вимогам *IEEE-488*. Це дозволяє вимірювати параметри у необхідній смузі частот вимірювань за допомогою персонального комп'ютера. Результати вимірювань зберігаються в пам'яті персонального комп'ютера і можуть бути представлені як файл або в роздрукованому вигляді для подальшого аналізу.

Зовнішній вигляд деяких радіоприймачів виробництва компанії *Icom* представлений на рисунку 3.9, а основні технічні характеристики – в таблиці 3.1.



Рисунок 3.9 – Зовнішній вигляд: а) ПРМ *AR-5000*; б) ПРМ *AR-3000A*

Деякі сучасні приймачі мають вбудований процесор з необхідним програмним забезпеченням та дисплеєм, що дозволяє отримати інформацію в частотні та часовій областях (рис.3.10).



Рисунок 3.10 – Широкосмуговий моніторинговий приймач *ESMD*
Аналізатори спектру з розгорткою

Аналізатор спектра - це прилад для спостереження та виміру відносного розподілу енергії електричних (електромагнітних) коливань у смузі частот. Обладнання цього виду широко використовується при таких вимірюваннях, коли необхідно забезпечити швидке переглядання смуги частот (рис.3.11).

Таблиця 3.1 – Основні технічні характеристики моніторингових РПП фірми *Icom* (Японія)

Характеристика	Тип РПП			
	<i>IC-R9000L</i>	<i>IC-RS500</i>	<i>IC-R7100</i>	<i>IC-PCR1000</i>
Діапазон частот	від 100 кГц до 1999,8 МГц	від 100 кГц до 2 ГГц	від 100кГц до 2 ГГц	від 10 кГц до 1,3 ГГц
Крок перестроювання по частоті	10 Гц, 100 Гц і т.д. до 100 кГц	10 Гц	100 Гц	1 Гц
Нестабільність частоти опорного генератора, не більше за добу	± 25 Гц до 30 МГц та $\pm 0,25 \cdot 10^{-6}$ понад 30 МГц	± 100 Гц до 30 МГц та $3 \cdot 10^{-6}$ понад 30 МГц	режим FM 10^{-5} (0,025 - 1 ГГц) 10^{-5} (1,24- 1,3 ГГц)	$\pm 3 \cdot 10^{-6}$ на частоті 1,3 ГГц
Чутливість, мкВ, не менше	<i>AM</i> 1,0...5,6 <i>FM</i> 0,5...1,4 <i>WFM</i> 1,4...5,6 <i>SSB, CW, FSK</i> 0,16...1,0	<i>AM</i> 2,5...13 <i>FM</i> $\leq 0,5$ <i>AMW</i> $\leq 3,2$ <i>WFM</i> 1,4...2,0 <i>SSB/CW</i> 0,32...2,0	<i>AM</i> ≤ 16 <i>FM</i> $\leq 0,35$ <i>WFM</i> $\leq 1,0$ <i>SSB</i> $\leq 0,2$	<i>AM</i> 1,0...2,5 <i>FM</i> 0,32...1 <i>SSB/CW</i> 0,2...0,56
Заглушення завали ПЧ, дБ, не менше	брак даних	60 на частотах до 30 МГц та 50 понад 30 МГц	50	брак даних
Заглушення сигналів дзеркальної частоти, дБ, не менше	брак даних	50 (типове значення) на частотах до 1 ГГц та в смузі частот від 1,24 до 1,3 ГГц	брак даних	брак даних
Ширина смуги пропускання ПЧ (на рівні мінус 6 дБ), кГц	2,4 - 150	2,2 - 150	2,4 - 150	2,8; 6; 15; 50; 230
Вихідний сигнал ПЧ, МГц	10,7	10,7	10,7	брак даних
Види модуляції	<i>AM, FM, WFM, SSB, CW, FSK</i>	<i>AM, FM, WFM, CW, LSB, USB</i>	<i>AM, AMW, FM, WFM, SSB, FMN</i>	<i>AM, FM, WFM, CW, LSB, USB</i>

Аналізатори радіочастотного спектра (АРЧС) виконують такі функції:

- **спектральний аналіз** – дозволяє візуалізувати розподіл енергії за частотами і тим самим виявити наявність різних сигналів та радіозавад;
- **вимірювання потужності сигналу** – визначає рівень потужності радіочастотного сигналу заданому діапазоні частот;
- **демодуляція** – може розпізнавати та отримувати інформацію з різних модульованих сигналів (наприклад, *AM, FM, QAM*);
- **моніторинг діапазону** – дозволяє організувати безперервне спостереження за радіочастотним спектром для виявлення несподіваних змін або радіозавад;
- **запис та відтворення даних** – дозволяє зберігати отримані дані для подальшого аналізу.



Рисунок 3.11 – Аналізатор спектра *FPL1000*

Аналізатори сигналів.

Приклад аналізатора сигналів наведено на рис. 3.12.



Рисунок 3.12 – Аналізатор сигналів *R&S FSW* з відображенням векторної діаграми сузір'їв багатопозиційних сигналів

Основні технічні характеристики аналізатора сигналів:

- діапазон частот від 2 Гц до 90 ГГц (до 500 ГГц із зовнішніми змішувачами);
- низький рівень фазового шуму: -140 дБн/Гц під час перебудови 10 кГц та -143 дБн при перебудові 100 кГц (несуча 1 ГГц);
- динамічний діапазон вільний від паразитних складових (*SFDR*);
- - 60 дБн для внутрішньої смуги аналізу 2 ГГц зі вбудованим АЦП;
- внутрішня смуга аналізу до 8,3 ГГц;
- аналіз у реальному масштабі часу зі смугою пропускання 800 МГц, швидкодією 2,4 млн ШПФ/с, РОІ 0,46 мкс та інтерфейсом потокової передачі *I/Q*-даних частотою 500 МГц;

- реєстратор команд *SCPI*, що спрощує генерацію коду віддаленого керування приладом;
- новий дизайн та операційна система Windows 10 з підтримкою мультисенсорних жестів;
- можливість паралельного запуску та відображення кількох вимірювальних додатків;
- гнучкий аналіз модуляції від *MSK* до *4096QAM*;
- довжина аналізу до 128 000 символів;
- смуга аналізу сигналів 28 МГц (опціонально 40/80/160/320/512 МГц та 1,2/2/4/6,4/8,3 ГГц).

Висновки:

- **вимірювальний приймач** використовується тоді, коли потрібна висока точність вимірювань амплітудно-частотних характеристик радіосигналів, для дослідження характеристик електромагнітної сумісності, автоматизації вимірювань та розрахунків характеристик сигналів та електромагнітних полів;
- **аналізатор спектру** широко використовується при таких випробуваннях та перевірках, коли необхідно забезпечити швидкий перегляд смуги частот, для аналізу властивостей радіосигналів та дослідження характеристик радіопристроїв.

3.2. Аналізатори спектру на основі *SDR*-приймачів

Software-defined radio (SDR) – система радіозв'язку, в якій більшість функцій, що раніше виконувалися апаратно (фільтрація, модуляція/демодуляція, кодування/декодування, підсилення тощо), реалізуються програмно на комп'ютері або мікроконтролері. Концепція *SDR*-радіо наведена на рис. 3.13.

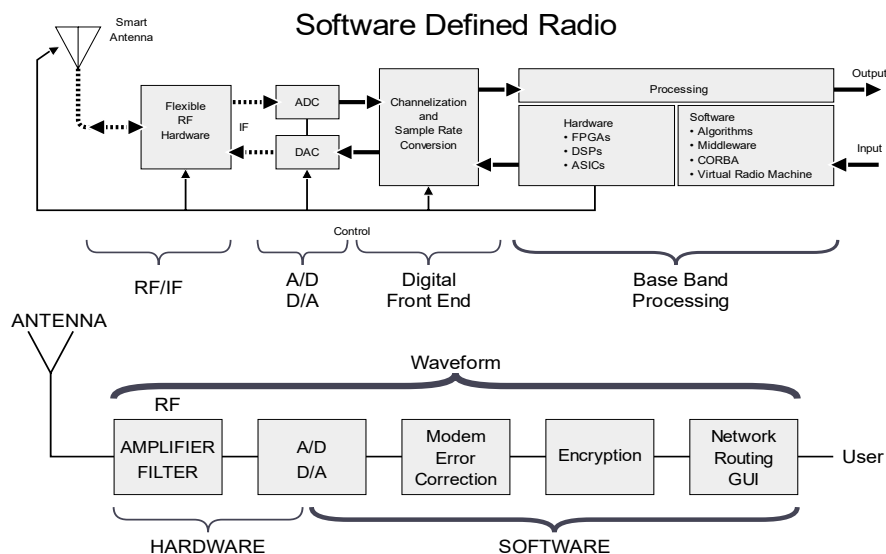
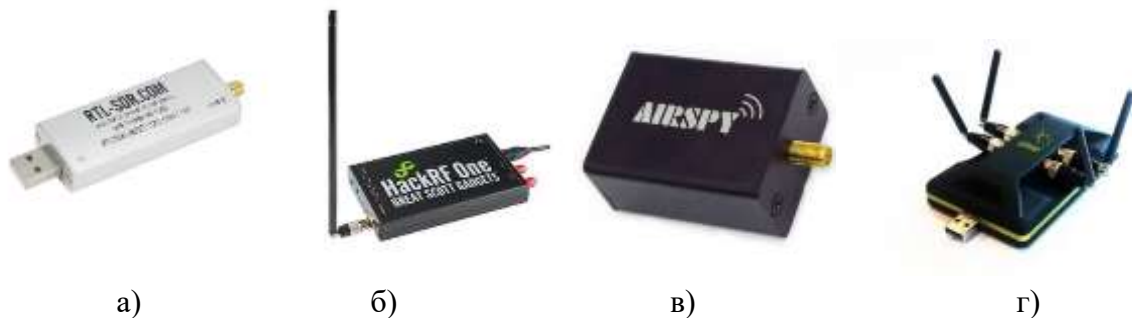


Рисунок 3.13 – Структура трактів приймання та передавання в *SDR*-технології

При використанні SDR персональний комп'ютер стає ядром радіостанції, завдяки чому практично весь обсяг робіт із обробки сигналу перекладається на програмне забезпечення, яке запускається на персональному комп'ютері або керує роботою деяких конкретних спеціалізованих мікропроцесорних пристроїв, призначених для обробки сигналу. Мета такого підходу – створити систему, яка може приймати і передавати практично будь-які радіосигнали за допомогою програмного забезпечення, що є гнучким і адаптивним.

Приклади апаратної реалізації SDR-технології (рис.3.14):

- *RTL-SDR* (приймач працює в діапазоні 0,5 МГц -1,7 ГГц);
- *HackRF One* (приймання/передавання в діапазоні 1 МГц - 6 ГГц);
- *AirSpy*, *USRP*, *LimeSDR* (професійні пристрої з високою якістю обробки сигналу).



а)

б)

в)

г)

Рисунок 3.14 – Приклади SDR-приймачів

а – *RTL-SDR*; б - *HackRF One*; в – *AirSpy*; г – *LimeSDR*

SDR широко застосовуються у військовому зв'язку, де в режимі реального часу потрібна підтримка різноманітних радіопротоколів, що можуть змінюватися. Прикладом реалізації технології *SDR* у військовій сфері є радіостанція *HARRIS* та *ASELSAN*.

У режимі приймання *SDR* може забезпечити вищу ефективність, ніж при використанні традиційних аналогових методів, оскільки при цифровій обробці сигналів їх фільтрація близька до ідеальної. Крім того, за допомогою програмних алгоритмів можуть бути реалізовані такі функції, які дуже складно отримати при аналоговій обробці.

Доступні АЦП ще недостатньо швидкі для роботи в широкій смузі радіоспектру або не мають достатнього динамічного діапазону, щоб оперувати з сигналами, що мають величезну різницю рівнів в цьому спектрі.

Реалізація *SDR* поки можлива поки тільки на частотах до 6-7 ГГц, тому в пристроях з більш високими робочими частотами проблема високоякісного оцифрування ВЧ-сигналів вирішується шляхом їх перенесенням на більш низьку

частоту, що потребує використання певного аналогового устаткування (змішувачів, опорний генератор).

Приймачі відрізняються (див. табл. 3.2):

- діапазоном робочих частот;
- шириною смуги пропускання для вимірювання сигналів;
- швидкістю сканування частот;
- дискретністю АЦП;
- рівнем власних шумів та паразитних випромінювань;
- наявністю власного процесора і дисплея тощо.

Прикладом найбільш поширеного і достатньо дешевого *SDR*-приймача є *RTL-SDR*, який використовує мікросхему АЦП *RTL2832U*, тюнера – *R820T2*, кварцовий генератор з температурною компенсацією (*TCXO*) – *1PPM*, роз'єм *SMA-F* і алюмінієвий корпус з пасивним охолодженням. Робочий діапазон частот від 500 кГц до 1,7 ГГц зі смугою пропускання до 3,2 МГц (стабільна 2,4 МГц) (ВЧ працює в режимі прямої вибірки). Цей приймач підходить для використання як комп'ютерний (на ОС *Windows*, *OSX*, *Linux*, *Android*) радіосканер з безкоштовним програмним забезпеченням.

Таблиця 3.2 – Порівняльні характеристики *SDR*-пристроїв

ПАРАМЕТР	<i>RTL-SDR</i>	<i>HackRF One</i>	<i>LimeSDR</i>	<i>USRP X410</i>
Діапазон частот	24 МГц – 1,766ГГц (в деяких варіантах 500 кГц-1,7 ГГц)	1 МГц – 6 ГГц	100 кГц – 3,8 ГГц (з можливістю розширення до ~10 ГГц)	1 МГц-7,2 ГГц (залежить від конфігурації)
Максимальна ширина смуги пропускання	3,2 МГц (оптимальна 2,4 МГц)	20 МГц	56 МГц	400 МГц
Розрядність АЦП	8-біт	8-біт	12-біт	12-біт
Режим роботи (приймання/ передавання)	+/-	+/+ (трансивер)	+/+ (трансивер, підтримує MIMO 2x2)	+/+ (трансивер, GPS)
Цільове застосування/ рівень	цифрове ТВ та радіо/ початковий	розробка, експерименти, трансивер/ середній	напівпрофесійне застосування з високими вимогами/ професійний	дослідження, комерційні та індустріальні застосування/ професійний
Особливості	дуже доступний, простий у використанні; обмежений по смузі і функціях	більше можливостей (Tx/Rx), широкий діапазон, 8-біт, середня смуга	Висока смуга, широкий діапазон, MIMO, дорожчий, складніший в освоєнні	велика платформа, відповідний бюджет

Аналізатори спектра на відмінність від приймачів не мають демодуляторів та не в змозі прослуховувати сигнали певних видів модуляції. У ряді випадків немає потреби у точному вимірюванні параметрів випромінювань. Достатньо отримати сигнальну інформацію (візуальну та звукову) про наявність

випромінювань у насамперед визначених смугах частот (для ідентифікації джерела випромінювання) та мати приблизну оцінку відстані до джерела випромінювання (на підставі аналізу рівня сигналу). Тому для радіочастотного контролю випромінювань РЕЗ, особливо в польових умовах, представляють інтерес *SDR*-аналізatori спектра, наприклад *TinySA Ultra*.

Портативний аналізатор спектру *TinySA Ultra* (рис. 3.15) оснащений 4,0-дюймовим резистивним сенсорним кольоровим дисплеєм, який відображає повний діапазон частот при 450 точках сканування, і має в комплекті акумуляторну батарею, що забезпечує до двох годин роботи в портативному режимі. Аналізатор має безліч вбудованих опцій налаштування, таких як смуговий фільтр, що перемикається, ступінчастий вхідний атенюатор тощо. Важливо пам'ятати, що максимальний вхідний рівень *TinySA* становить +6 дБм (якщо ви не впевнені у рівні вхідного сигналу, рекомендується використовувати атенюатор).

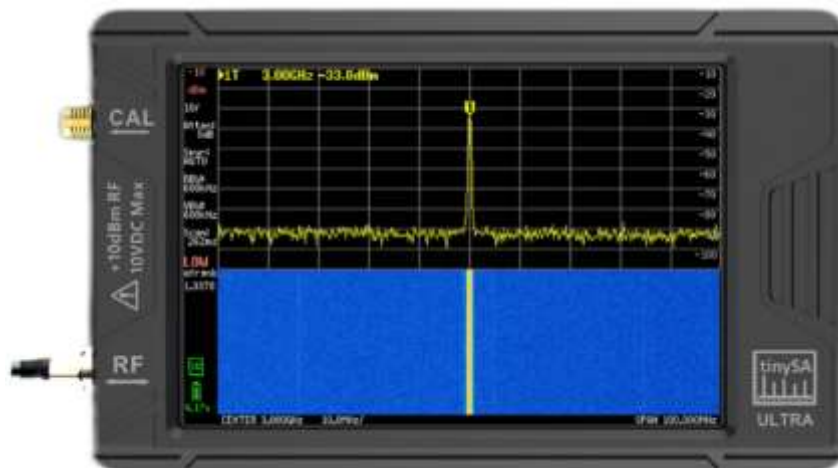


Рисунок 3.15 – Зовнішній вид аналізатора спектра *TinySA ULTRA*

Таблиця 3.3 – Основні характеристики аналізатора спектра *TinySA ULTRA*

Параметр	Значення
Діапазон приймання	100 кГц-800 МГц (у режимі « <i>Normal</i> »), до 5,3 ГГц (у режимі « <i>Ultra</i> ») та 6 ГГц (у режимі « <i>Ultra+</i> »)
Генератор сигналу (синус/меандр)	100 кГц-800 МГц/ до 4,4 ГГц (деякі заявляють ~5,3 ГГц)
Мінімальна смуга пропускання/фільтри	200 Гц-850 кГц/змінні резольюційні фільтри (<i>Resolution Filter</i>)
Максимальний рівень входу	+6 дБм при атенюаторі 0 дБ.
Динамічний діапазон	При <i>RBW</i> 30 кГц ~70 дБ без значних інтермодуляцій

Швидкість сканування	Приблизно 0-350 МГц діапазон: ~165 мс, найкоротше Zero Span: ~17 мс
Похибка вимірювання рівня потужності	±2 дБ після калібрування
Дисплей	4.0 дюйма, сенсорний кольоровий дисплей, роздільна здатність ~480×320 пікселів.
Живлення / акумулятор	Вбудований перезаряджуваний літій-акумулятор (~3000 мА·год) та зарядка <i>через USB-C</i>
Зовнішній накопичувач	Мікро-SD слот
Вбудовані підсилювачі / атенюатори	LNA (+20 дБ) / кроковий атенюатор (0...31 дБ) на вході
Розміри / вага	117 × 72 × 23 мм / ~150 г

Аналізатор може також керуватися з ПК через *USB*-кабель, оснащений автоматичною самодіагностикою та автокалібруванням, використовуючи вбудований генератор сигналів.

TinySA Ultra (ZS405) і *TinySA Ultra+ (ZS407)* – обидва портативні аналізатори спектра, проте *Ultra+* має більш розширену специфікацію:

- підтримує більш широкий діапазон частот – до 7,3 ГГц ;
- має вищі межі генерації сигналу – до 6,3 ГГц для прямокутних сигналів та 7,3 ГГц – для тестових сигналів.

Покращена модель *TinySA Ultra+* ідеально підходить для більш вимогливих задач та професійного використання.

3.3. Програмне забезпечення радіочастотного контролю

Для проведення радіомоніторингу в автоматизованому режимі використовують спеціальне програмне забезпечення (ПЗ). Розглянемо деяке з них, які, в тому числі, мають подвійне призначення.

Компанія *Rohde & Schwarz* (<https://www.rohde-schwarz.com>) пропонує спеціалізовані програмні пакети радіомоніторингу та радіолокації від систем з одним оператором до загальнонаціональних розподілених систем:

- *R&S®RAMON*;
- *R&S®ARGUS*;
- *R&S®MobileLocator*;
- *R&S®CEPTOR*.

Програмні модулі *R&S®RAMON* є ключовими компонентами вдосконалених систем радіомоніторингу та радіолокації, що використовуються для підтримки громадської безпеки, виконання різних програм забезпечення безпеки та радіоелектронної розвідки (*COMINT/CESM*). Він є основним компонентом масштабованих систем стратегічної та тактичної розвідки, спостереження та радіоперехоплення (*ISR*) для різних платформ (повітряних/наземних/морських) (рис. 3.16).

Особливості:

- вбудоване програмне забезпечення від портативних радіостанцій до загальнонаціональних розподілених систем;
- висока ймовірність перехоплення;
- високоавтоматизований пошук та багатоканальний моніторинг;
- проста мережна взаємодія систем радіомоніторингу та радіолокації;
- гнучка інтеграція до існуючих клієнтських систем.

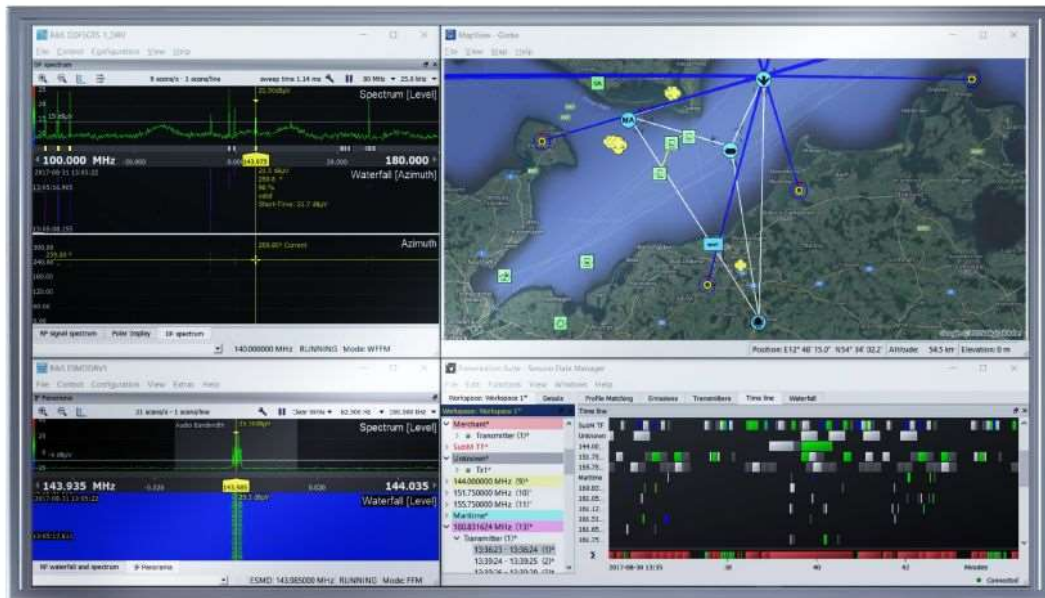


Рисунок 3.16 – Зовнішній вигляд інтерфейсу R&S®RAMON

ПЗ **R&S®ARGUS** надає розширені можливості вимірювань, аналізу та оцінки відповідно до довідника МСЕ з моніторингу спектру. Апробовані та перевірені функції, такі як обґрунтовані значення за замовчуванням та унікальні режими керованих вимірювань, роблять **R&S®ARGUS** ідеальним рішенням для менш досвідчених операторів. Експертам сподобається удосконалений інтермодуляційний аналіз та дослідження залишкових випромінювань на бічних смугах. Модульна структура надає можливість конфігурування систем відповідно до вимог замовника від автономних пристроїв до загальнонаціональних мереж моніторингу. Завдяки широкому діапазону спеціалізованого обладнання, численним відкритим інтерфейсам та неперевершеним можливостям моніторингу, **R&S®ARGUS** добре підходить для систем, що виходять далеко за рамки моніторингу відповідно до вимог МСЕ.

Особливості:

- вимірювання та аналіз відповідно до довідника МСЕ з моніторингу спектру;
- геолокація випромінюючих пристроїв за допомогою AOA, TDOA та гібридної системи;
- відображення режиму роботи та стану систем на картах (рис. 3.17);

- проста масштабованість за рахунок модульної архітектури ПЗ;
- орієнтація на підтримку користувачів (наприклад, процедури керованих вимірювань).



Рисунок 3.17 – Зовнішній вигляд інтерфейсу *R&S®ARGUS*

Пеленгатор *R&S®MobileLocator* був оптимізований для пошуку завад у міських районах із складними умовами передавання/приймання сигналів. Він виявляє і автоматично визначає місцезнаходження передавачів пеленгатором на автомобілі, що рухається. Компактна система пеленгації на основі портативного пеленгатора *R&S®PR200* зручно перетворює комерційний автомобіль на платформу для пеленгації в діапазоні частот від 9 МГц до 8 ГГц, а у поєднанні з іншими пеленгаторами *Rohde&Schwarz* це ПЗ також можна використовувати у спеціальних автомобілях та вертольотах із пеленгаторами.

Особливості:

- оптимізовано для пошуку джерел завад у місті (враховує багатопроменеве поширення);
- зрозумілий і зручний інтерфейс користувача (рис. 3.18);
- автоматичне визначення місцезнаходження передавача (рис. 3.19);
- простий та швидкий монтаж у комерційних транспортних засобах;
- формування звіту про пошук джерел завад з усією необхідною інформацією.



Рисунок 3.18 – Зовнішній вигляд інтерфейсу *R&S®MobileLocator*

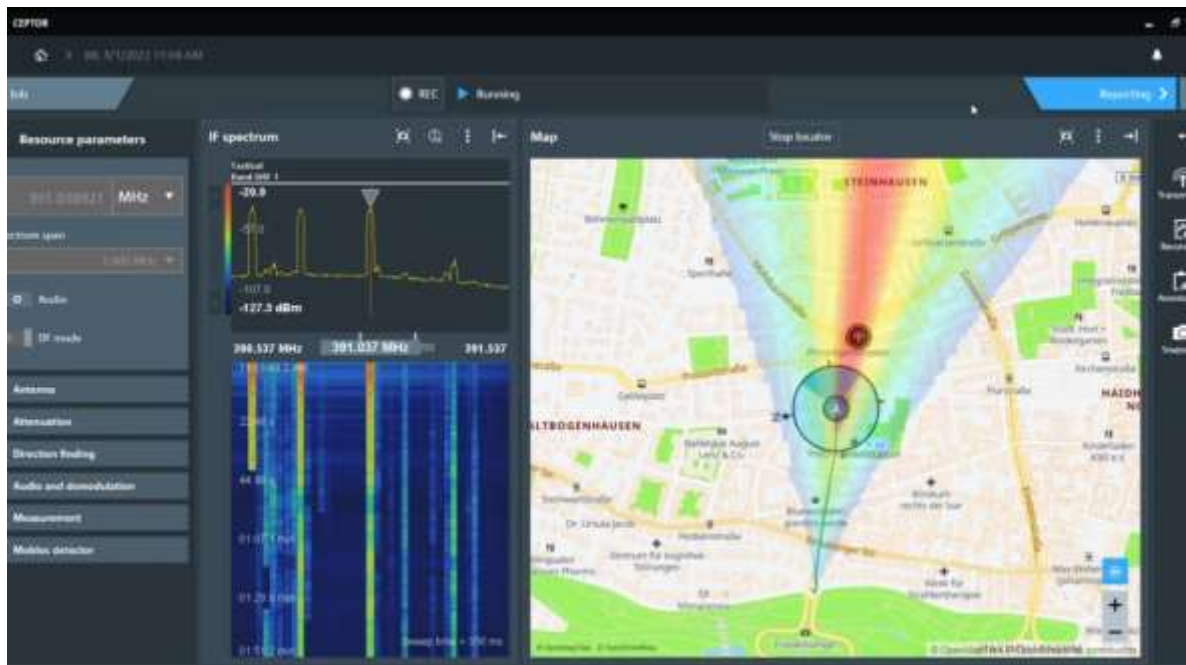


Рисунок 3.19 – Наведення на ціль (точна позиція джерела завад відображається значком передавача)

R&S®CEPTOR – ПЗ для державного сектору та збройних сил, що підтримує широкий спектр завдань, включаючи пошук нових сигналів, збір інформації про використання спектру, пеленгацію та визначення місцезнаходження передавачів.

Особливості:

- додатки радіомоніторингу для орієнтованих на результат та спрямованих робочих процесів;
- сучасний графічний інтерфейс для інтуїтивно зрозумілого управління і швидкого отримання результатів (рис. 3.20);
- концепція завдання для виконання додатків та збору результатів;
- дистанційне керування системою через глобальні мережі;

- вбудований моніторинг та адміністрування системи.

ПЗ підтримує широкий спектр завдань для державних органів та збройних сил, включаючи:

- пошук нових сигналів та спостереження за відомими передавачами;
- збір інформації про використання спектра та активних передавачів;
- моніторинг та технічна класифікація сигналів;
- пеленгація та місцезнаходження;
- *MobileLocator* для наведення на передавачі з рухомих датчиком радіопеленгації.



Рисунок 3.20 – Зовнішній вигляд інтерфейсу R&S®CEPTOR

DigiScan EX S-PRO – професійне пошукове ПЗ (з контролером) на базі приймачів *AOR/Icom* для радіомоніторингу та виявлення радіозакладних пристроїв (рис. 3.21).

Особливості системи:

- містить широкий набір алгоритмів пошуку та обробки сигналів;
- під час пошуку проводиться загальне та уточнююче сканування, що забезпечує точне вимірювання центральної частоти сигналу;
- алгоритм аналізу спектра якісно виділяє сигнали з одержуваних даних;
- при пошуку може використовуватися багатосекторний поріг, еталонна панорама або комбінація порогу та панорами;
- ядро бази даних *Microsoft Access* забезпечує великі можливості обробки даних; фільтрування, сортування, роботу з записами, формування звітів для друку або PDF-файл;
- функції радіомоніторингу дозволяють виробляти сканування з довільним кроком та модуляцією, програмувати умови продовження та проводити автоматичну звукозапис.

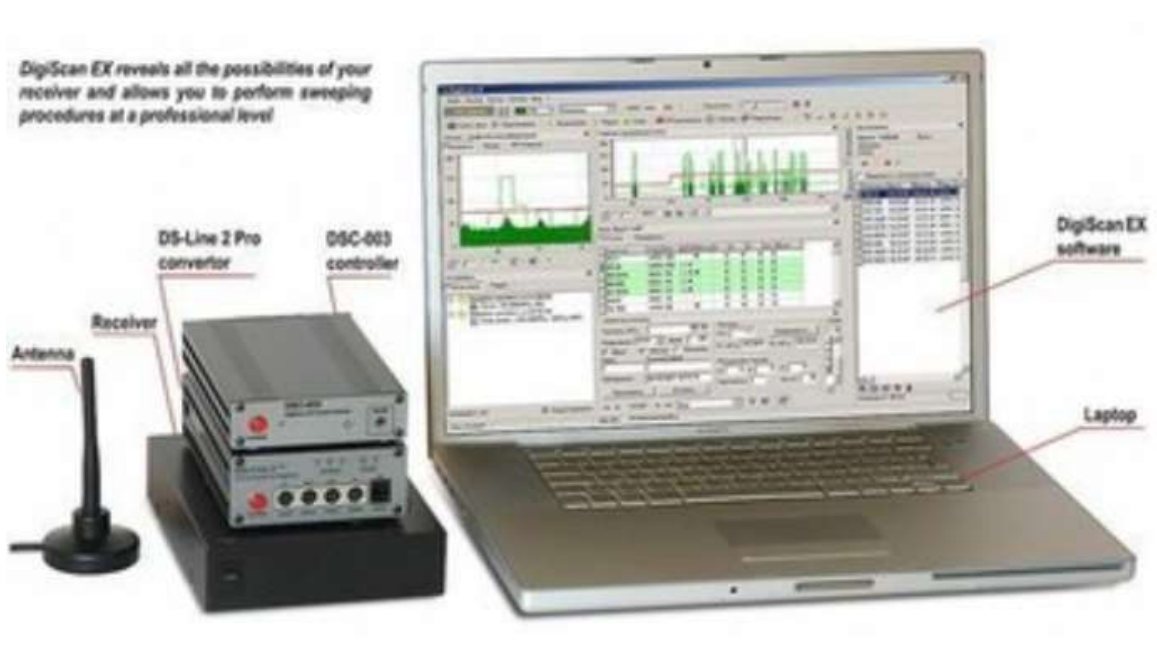


Рисунок 3.21 – Зовнішній вигляд системи *DigiScan EX S-PRO* з контролером

3.4. Програмно-апаратний комплекс для аналізу випромінювань РЕЗ на базі програмного забезпечення *ScanXpert*

Для проведення радіомоніторингу використовують радіотехнічне обладнання під управлінням спеціалізованого програмного забезпечення.

Програмно-апаратний комплекс призначений для виявлення, перехоплення та технічного аналізу джерел радіовипромінювання в діапазоні частот приймача, що використовується (визначається характеристиками РПП).

Комплекс дозволяє:

- 1) проводити виявлення джерел радіовипромінювання;
- 2) здійснювати запис та відтворення звукової інформації виявлених джерел радіовипромінювання;
- 3) проводити технічний аналіз джерел радіовипромінювання (частота сигналу, ширина спектра сигналу, рівень сигналу, напруженість поля, створювана сигналом на місці прийому);
- 4) збереження отриманої інформації з її подальшої обробки;
- 5) обробку результатів роботи у різних режимах;
- 6) активне попередження;
- 7) автоматичне вирішення завдань у режимі дистанційного керування по телефонній лінії та радіоканалу.

Основні технічні характеристики комплексу:

1. Діапазон частот виявлення – від 0,01 до 1300 МГц (для РПП *IC-PCR1000*, що використовується);
2. Типи радіоприймальних пристроїв, що застосовуються:
 - *IC-PCR 1000*;
 - *AR 3000*;
 - *AR 5000*;
 - *IC-R 8500* тощо.

У цій роботі система обладнана РПП типу *IC-PCR 1000*.

3. Види використовуваних модуляцій для *IC-PCR 1000*:
 - *WFM, FM, AM, CW, USB, LSB*.

Для всіх видів модуляції можна встановлювати наступну ширину смуги пропускання: 3; 6; 15; 50; 230 кГц.

4. Режими управління:
 - за командою;
 - за часом (датою);
 - дистанційно (радіо чи телефонний модем).
5. Вимірювання центральної частоти сигналу при смузі аналізу 3 кГц з похибкою для:
 - вузькосмугових сигналів (режим УС) при смузі огляду від 10 до 50 кГц – $\leq 0,5$ кГц;
 - сигналів ширококомовних станцій (режим ШВС) при смузі огляду від 100 до 600 кГц – $\leq 2,0$ кГц;
6. Вимірювання ширини смуги частот сигналу при смузі аналізу 3 кГц з похибкою для:

- вузькосмугових сигналів при смузі огляду від 10 до 50 кГц – $\leq 1,0$ кГц;
 - сигналів ширококомовних станцій при смузі огляду від 100 до 600 кГц – $\leq 5,0$ кГц;
 - телевізійних сигналів при смузі огляду від 10 до 20 МГц – $\leq 50,0$ кГц.
7. Смуга аналізу у режимах:
- вимірювання спектра – 3 кГц;
 - панорамного виявлення залежно від типу радіоприймального пристрою;
8. Вимірювання рівня вхідного сигналу в межах від 10 до 80 дБ з похибкою для IC-PCR1000:
- ≤ 3 дБ у діапазоні від 20 до 1000 МГц
9. Вимірювання напруженості поля сигналу з похибкою для IC-PCR1000:
- ≤ 9 дБ у діапазоні від 20 до 1000 МГц.
10. Чутливість із входу радіоприймального пристрою в діапазоні частот від 0,1 до 1999,999 МГц при смузі 3 кГц – $\leq 0,6$ мкВ.
11. Можливість сортування архіву даних виявлення за ознаками:
- діапазон (частота);
 - дата;
 - час;
 - тривалість сигналу;
 - рівень сигналу;
 - напруженість поля;
 - можливість перегляду архіву даних виявлення на панорамах;
 - амплітудно-частотна (частота-рівень) тощо.
12. Підготовка звітів:
- по зміні параметрів ліцензування радіоелектронних засобів («Источники»);
 - по незаконно діючим передавачам («НДП»);
 - за завадам («Помехи»);
 - по спектрам сигналів джерел радіовипромінювання.
13. Підготовка довідок з:
- даними виявлення;
 - даними перехоплень;
 - даними *DTMF*;
 - панорам завантаження частотного діапазону.

До складу апаратної частини комплексу входить наступне обладнання (рис. 3.22):

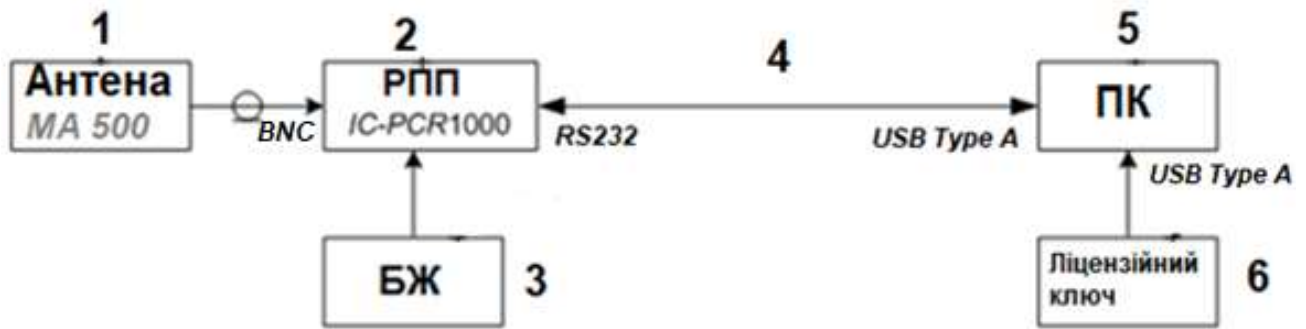


Рисунок 3.22 – Схема підключення устаткування
 (1 – антена *MA500*; 2–РПП *IC-PCR1000*; 3 – блок живлення РПП;
 4 – перехідник *USB* на *RS-323*; 5 – персональний комп’ютер зі спеціалізованим
 ПЗ; 6 – *USB*-ліцензійний ключ)

Антенa виявлення (не направлена) *MA500*:

- тип: штир’юва на магнітній основі;
- діапазон: 25...1300 МГц;
- пікове підсилення: на частотах 150 МГц та 800 МГц;
- імпеданс: 50 Ом;
- висота: 720 мм;
- магнітна основа діаметром 85 мм;
- кабель *RG58U* (50 Ом) 4 м з роз’ємом *BNC*.



Рисунок 3.23 – Зовнішній вигляд АФС *MA500*

Радіоприймальний пристрій з блоком живлення

В комплекті устаткування застосований скануючий РПП *IC-PCR1000* фірми *IC* (Японія). РПП керується тільки по командам з ПК із відповідним

спеціалізованим програмним забезпеченням. Працює РПП в діапазоні 0,01...1300 МГц (крок зміни частоти – 1 Гц). РПП демодулює наступні радіосигнали: *WFM, FM, AM, USB, SSB, CW*. Смуга пропускання – 3...230 кГц. Чутливість приймача – 0,5...2,5 мкВ. Напруга живлення – DC 13,8 В.



Рисунок 3.24 – Зовнішній вигляд РПП *IC-PCR1000*

Перехідник *USB to Com cable* 0,85м (*USB to RS232*). Потребує встановлення на ПК відповідних драйверів.



Рисунок 3.25 – Зовнішній вигляд перехідника

Персональний комп'ютер призначений для:

- керування роботою РПП відповідно до завдань;
- відображення інформації, що надходить від РПП;
- створення звітної документації.

***USB* ключ** призначений для захисту функціонального програмного забезпечення посту радіомоніторингу від несанкціонованого використання. *USB*-ключ підключається до *USB Type A* порту ПК. Драйвер для *USB*-ключа міститься в папці *Sentinel*, яка створюється після інсталяції на ПК ПЗ.



Рисунок 3.26 – Зовнішній вигляд *USB*-ключа

В якості програмного забезпечення (ПЗ) в комплексі використовується програми *ScanXpert* (для 64-бітних ПК) або *ScanMaster* (для 32-бітних ПК).



Елементи управління та складові робочого вікна ПЗ

1. Головне меню системи

Головне меню системи дозволяє *проводити налаштування системи, встановлення параметрів підключених пристроїв, операції з файлами, що зберігають списки частот, зміна зовнішнього вигляду панелей та виконувати деякі функції керування сканування.*

Головне меню має такий вигляд:



і складається з семи *підменю*:

1. **Файл** – містить команди до роботи з файлами, містять списки частот для сканування (створити, відкрити, зберегти, зберегти як..., додати файл..., останні файли, вихід)
2. **Радиоконтроль** (радіоконтроль) – містить команди для створення частотного плану та оформлення результатів радіоконтролю

3. **Работа** (робота) – команди для управління процесом сканування та прослуховування
4. **Частоты** (частоти) – містить команди для роботи з поточним списком частот для сканування
5. **Панели (панелі)** – команди для зміни кількості та порядку робочих панелей системи
6. **Параметри** – набір команд, що служать для налаштування параметрів пристроїв, що використовуються системою
7. **Радиостанции** (радіостанції) – містить функції для вимірювання поля радіостанції, а також команди для складання та ведення бази даних.
8. **Справка** (довідка) – різна довідкова інформація про систему.

Деякі команди головного меню можна виконувати за допомогою гарячих клавіш. Комбінації клавіш, при натисканні яких виконуються ці команди, вказані праворуч від назв пунктів меню.

2. Панель інструментів

Панель інструментів – містить набір кнопок для швидкого виконання деяких команд із головного меню та панелі частот та панорам.

Панель інструментів зазвичай знаходиться трохи нижче за головне меню програми.



Панель інструментів містить наступні кнопки:



– пункт головного меню «**Файл**»/«**Создать**» (файл/створити) (*Ctrl+N*)



– пункт головного меню «**Файл**»/ «**Открыть**» (файл/відкрити) (*Ctrl+O*)



– пункт головного меню «**Файл**»/«**Сохранить**» (файл/зберегти) (*Ctrl+S*)



– пункт головного меню «**Частоты**»/«**Добавить**» (файл/додати) (*F2*)

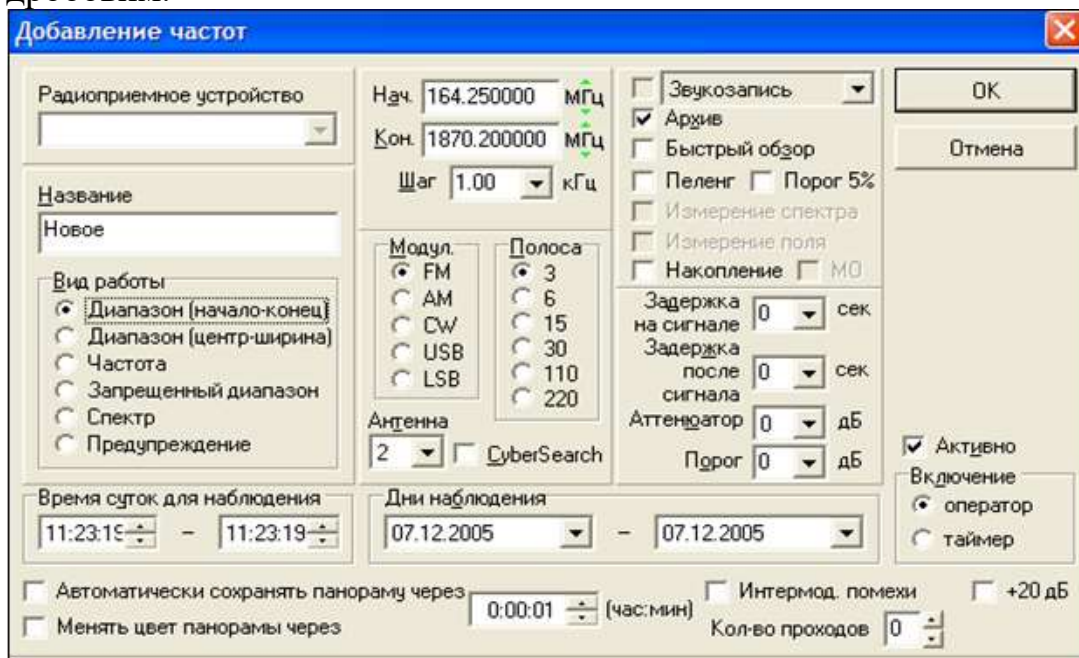
Вікно «**ДОБАВЛЕНИЕ ЧАСТОТ** (додавання частоти)» складається з декількох панелей, деякі з них змінюють свій вміст залежно від установок на інших.

Перемикач «**Виды работ** (види робіт)» має такі положення:

- **Диапазон (начало-конец)** (діапазон (початок-кінець))

Даний вид робіт означає сканування за частотами діапазону із заданим кроком і смугою огляду. Діапазон у цьому режимі задається початковою та кінцевою частотою. Частота початку та кінця діапазону задається в мегагерцах, дробова

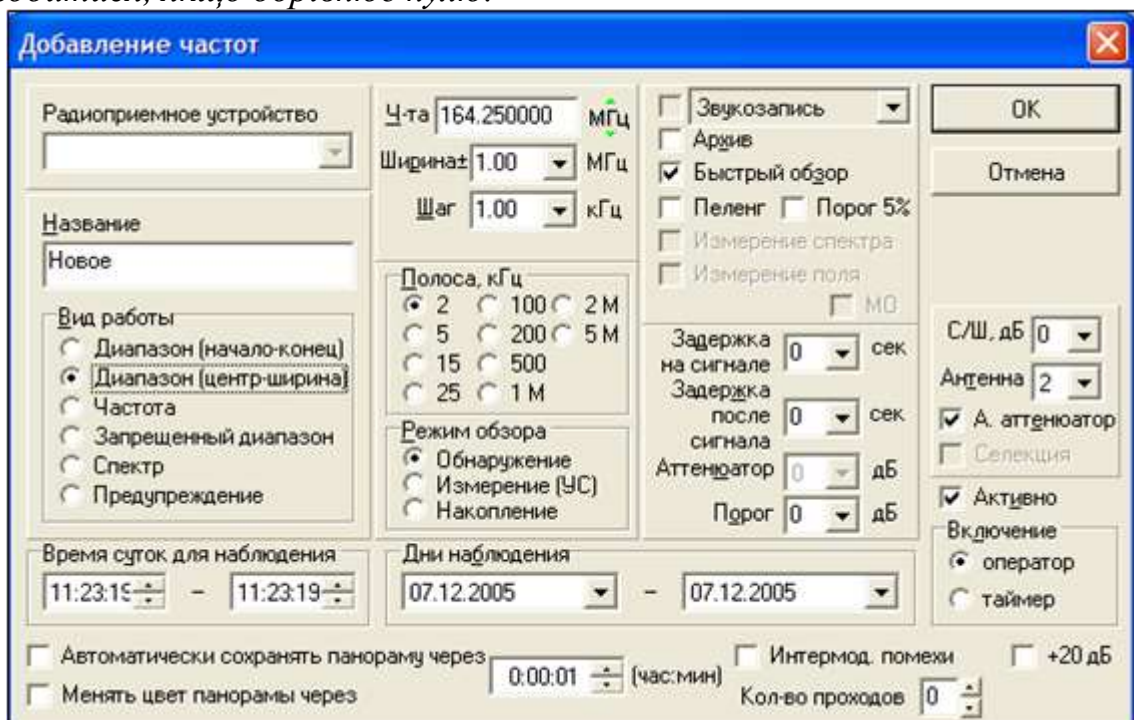
частина частоти відокремлюється комою або точкою і якщо дорівнює нулю, то може не задаватися. Крок сканування вводиться в кілогерцях і може бути дробовим.



- **Диапазон (центр-ширина)** (діапазон(центр-ширина))

При цьому виді робіт здійснюється сканування за діапазоном, заданим за допомогою центральної частоти та ширини діапазону та зазначеним кроком.

Наприклад, при заданні центральної частоти 100 МГц та ширини 1 МГц означає сканування діапазоном від 99 до 101 МГц. Крок сканування вводиться в кілогерцях і дрібна частина кроку відокремлюється точкою або комою і може не вводиться, якщо дорівнює нулю.



• Частота

Цей вид роботи означає додавання однієї частоти для сканування. Частота набирається в полі під назвою "Частота" і задається в мегагерцях.

The screenshot shows the 'Добавление частот' (Add frequencies) dialog box. The 'Частота' (Frequency) field is set to 100.000000 МГц. The 'Модуляция' (Modulation) section has 'NFM' selected. The 'Вид работы' (Work mode) section has 'Частота' (Frequency) selected. The 'Дни наблюдения' (Observation days) are set to 07.12.2005. The 'Время суток для наблюдения' (Time of day for observation) is set to 10:16:30 - 10:16:30. The 'Активно' (Active) checkbox is checked, and the 'Включение' (Inclusion) is set to 'оператор' (operator).

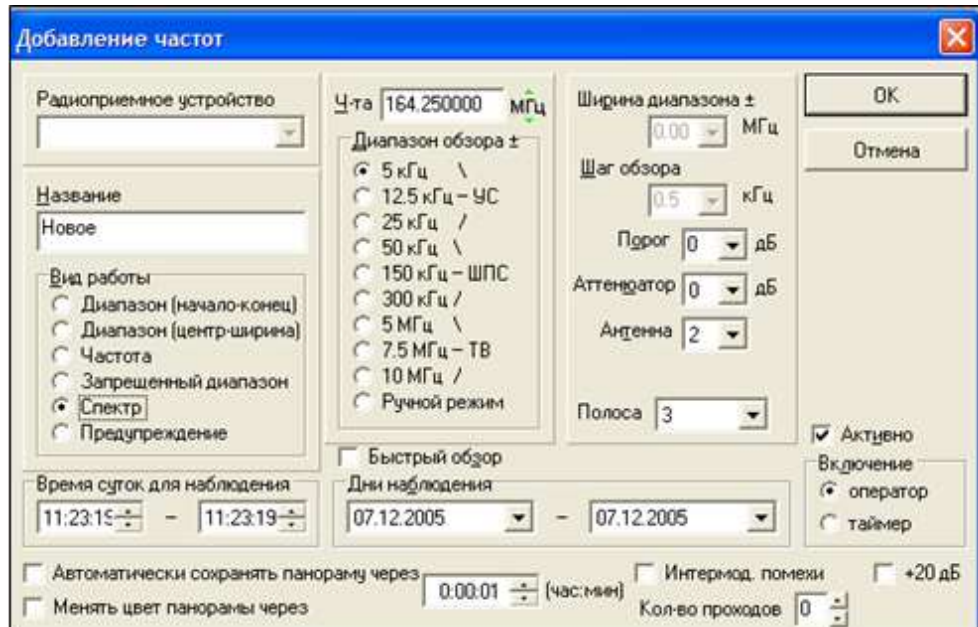
• Запрещенный диапазон (заборонений діапазон)

Ця панель служить для введення діапазону, який буде заборонено для сканування.

The screenshot shows the 'Добавление частот' (Add frequencies) dialog box. The 'Запрещенный диапазон' (Forbidden range) is selected in the 'Вид работы' (Work mode) section. The 'Начало' (Start) frequency is 164.250000 МГц and the 'Конец' (End) frequency is 1870.200000 МГц. The 'Дни наблюдения' (Observation days) are set to 07.12.2005. The 'Время суток для наблюдения' (Time of day for observation) is set to 11:23:15 - 11:23:19. The 'Активно' (Active) checkbox is checked, and the 'Включение' (Inclusion) is set to 'оператор' (operator).

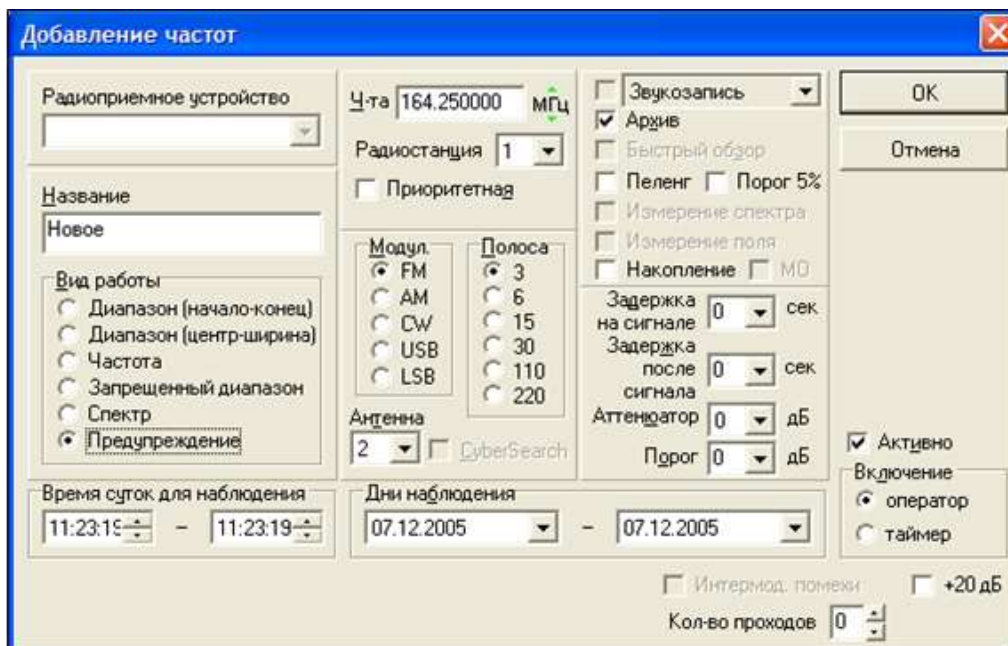
• Спектр

Режим «Спектр» полягає у переналаштуванні РПП за заданим діапазоном із заданим кроком при певній смузі пропускання приймача.



• Предупреждение (попередження)

Робота в цьому режимі майже не відрізняється від сканування з окремих частот (вид робіт «Частота»). Відмінність полягає лише в тому, що після завершення проходу по всіх подібних частотах за наявності сигналу на зазначеній частоті включається на передачу певна радіостанція, підключена до виходу плати АЦП, водночас мікрофонний вхід подаватиметься вибраний модулюючий сигнал.



Виконання практичних завдань

В роботі необхідно:

1) Визначити орієнтовно несучі (центральні) частоти (середину смуги радіочастот) всіх джерел радіовипромінювання в діапазоні $f_n \dots f_k$ згідно з варіантом (табл. 3.3). Результати перевірки записати до таблиці.

Побудувати спектр та визначити контрольну смугу радіочастот радіосигналу з максимальним рівнем у діапазоні, що досліджується, на рівні -20 дБ.

У висновках зазначити вид випромінювання, порівняти з нормативними значеннями.

2) Перевірити наявність радіовипромінювання базових станцій (прямий канал) систем стільникового зв'язку стандартів GSM-900 в діапазоні $f_l \dots f_m$ згідно з варіантом (табл. 3.4). Результати перевірки записати до таблиці. Визначити номери частотних каналів (ARFCN) виявлених випромінювань базових станцій.

3) Перевірити наявність радіовипромінювань в діапазоні *PMR* (446,0...445,1 МГц).

Таблиця 3.4 – Завдання на практичну роботу

Номер варіанту	Радіомовлення		Стільникові мережі GSM-900		Канали діапазону <i>PMR</i>
	f_n , МГц	f_k , МГц	f_l , МГц	f_m , МГц	
1	88	93	935	940	1-8
2	93	96,2	940	945	1-8
3	96,2	99,5	945	950	1-8
4	99,5	103	950	955	1-8
5	103	108	955	960	1-8

Порядок виконання практичних:

1. Увімкніть комп'ютер і запусніть програму *ScanXpert*.

Сформууйте робоче вікно системи. Для цього у головному меню натисніть кнопку «Панели». Позначте галочками *Панель інструментов, Панорама, Панель управління, РПУ, Маркери, Параметри сигнала*.

2. Викличте діалогове вікно «ДОБАВЛЕНИЕ ЧАСТОТ». Для цього натисніть кнопку на панелі інструментів або F2 на клавіатурі.

3. У полі назву наберіть «Завдання №1» (лапки не потрібно).

4. Встановіть перемикач режимів роботи у положення «Діапазон (початок-кінець)».

5. На панелі введення частот, у полі «Нач.» введіть f МГц. Для цього підведіть курсор до поля «Нач.» і двічі нажміть лівою кнопкою мишки. Значення, яке було виділиться синім кольором. Вам залишається лише ввести з клавіатури f_n . Так само введіть значення f_m МГц у полі «Кон.».

6. Крок перебудови РПП виберіть зі стандартних значень – 10 кГц. Пам'ятайте, що менше крок перебудови, тим точніше буде результат роботи, але на це буде витрачено більше часу.

7. У довідковому матеріалі, що додається, знайдете, що клас випромінювання, відповідний даному виду зв'язку (стереофонічне радіомовлення).
Виберіть необхідний вид демодулятора (*WFM*) і смуги пропускання (230 кГц) приймача шляхом встановлення позначок навпроти необхідних значень.
8. У полі «Активно» треба поставити позначку. Ця функція подібна до кнопки на панелі інструментів.
9. На панелі «Включение» треба поставити позначку в полі «Оператор».
10. Заберіть «галочку» у полі «Архив».
11. Натисніть кнопку . На панелі частот у вас з'явиться рядок «Завдання №1».
12. «Шумоподавитель» встановіть у середнє положення, «Громкость» – на мінімум.
13. Запустіть процес сканування, натиснувши кнопку на панелі інструментів, що відповідає пункту головного меню «Работа» / «Пуск», або натисніть клавішу F9 на клавіатурі.
14. Знову треба викликати діалогове вікно «ДОБАВЛЕНИЕ ЧАСТОТ».
15. У полі назву наберіть «Завдання №2». («Завдання №1» треба видалити!)
16. Встановіть перемикач режимів роботи у положення «Диапазон (центр-ширина)».
17. У полі частота наберіть значення середньої (центральної) частоти вибраного максимального радіосигналу у досліджуваному діапазоні частот.
18. У вікні «Ширина±» треба встановити 0,5 МГц.
19. Крок перебудови РПП виберіть із стандартних значень – 10 кГц.
20. Шумоподавлювач встановіть у середнє положення.
21. Запустіть процес сканування, натиснувши кнопку на панелі інструментів, що відповідає пункту головного меню «Работа» / «Пуск», або натисніть клавішу F9 на клавіатурі.
22. Використовуючи кнопку на панелі інструментів «Параметри ШПС», визначити контрольну смугу радіочастот радіосигналу на рівні –X дБ. Замалювати спектр.
23. Перевірте наявність випромінювання базових станцій у вказаних діапазонах каналів стандартів GSM. Визначте номер каналів з максимальним рівнем сигналу і запишіть ці дані в таблицю.
24. Перевірте наявність випромінювання у діапазоні PMR на заданих частотних каналах.
25. Заповнити Звіт.

Примітка: центральна частота прямих каналів в стандарті GSM-900 розраховується наступним чином:

$$F_{np}(n) = 935 + 0,2 * n, \text{ МГц},$$

де n-номер каналу (від 1 до 124).

4. Дослідження ДРВ в діапазоні PMR ($\Delta F_{\text{PMR}} = 466,0 \dots 446,1$ МГц)

Центральна частота радіосигналу, МГц						
номер каналу						

(в/звання, ПІБ, підпис)

3.5. Застосування аналізаторів спектру та *SDR*-приймачів для виявлення джерел радіовипромінювання

Технологія *SDR* використовується і в аналізаторах спектра. Найбільш поширеним і популярним серед радіоаматорів, інженерів та розробників для аналізу радіосигналів у широкому діапазоні частот є портативний малобюджетний спектроаналізатор *TinySA ULTRA*. Цей компактний прилад дозволяє вимірювати спектр сигналів, робити сканування діапазонів і має базові можливості генерації сигналу.

Аналізатор може керуватися через власний інтерфейс із сенсорного екрану або з ПК через *USB*-кабель (рис. 3.27) шляхом застосування спеціалізованого програмного забезпечення, наприклад, *Spectrozir SA*, яке можна завантажити та інстальювати за посиланням <https://spectrozir.com/docs/guide/install>.

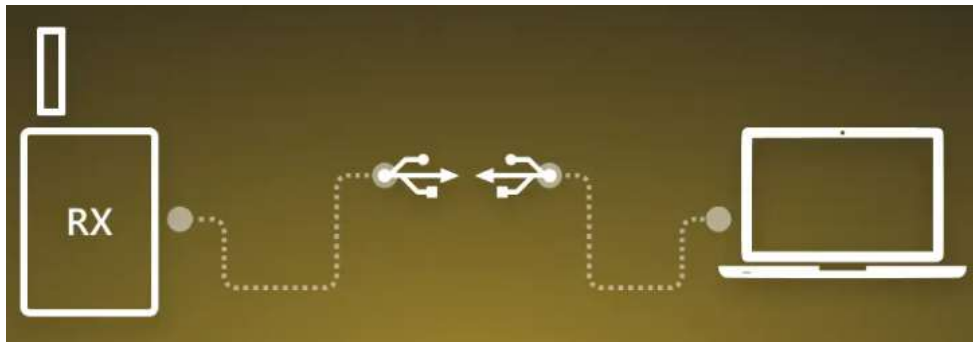


Рисунок 3.27 – Схема підключення пристрою до ПК

Типові сценаріями використання даного ПЗ є:

- перевірка радіочастотного поля та випромінювань навколо;
- виявлення джерел радіосигналу та їх напрямку;
- виявлення дронів, БПЛА, FPV;
- перевірка роботи РЕБ;
- перевірка роботи радіопристроїв;
- пошук радіочастотних шпигунських пристроїв;
- виявлення завад для радіозв'язку;
- сигналізація про наявність сигналу в радіоефірі (PRO версія);
- запуск скриптів у разі виявлення сигналу (PRO версія);
- автоматичне ведення журналу сигналів (PRO версія) тощо.

Застосунок підтримує наступні пристрої аналізу спектра та *SDR*:

- *HackRF One (SDR)*;
- *TinySA Ultra* або *Base*
- *Arinst* або клон *SA6*;
- *ADALM-Pluto* або інші девайси з підтримкою ПЗ (*Pluto+*, *AtnSDR*, ...);

- *bladeRF* (SDR);
- *AntSDR*;
- *USRP B2xx* (SDR).

Діапазон частот та швидкість сканування залежить від пристрою, з яким ПЗ працює (табл. 3.5).

Таблиця 3.5 – Діапазон частот та швидкість сканування деяких пристроїв

Назва пристроїв	Тип пристрою	Діапазон, МГц	Швидкість сканування, МГц/с
<i>HackRF One</i>	<i>SDR</i>	1 - 6000	до 8200
<i>TinySA Base</i>	Аналізатор спектра	0,1 - 960	до 1200
<i>TinySA Ultra(+)</i>	Аналізатор спектра	0,1 - 5300 (7300)	до 1600
<i>bladeRF 2.0</i>	<i>SDR</i>	70 - 6000	до 24000
<i>Pluto+</i>	<i>SDR</i>	70 - 6000	до 16000

З керівництвом по використанню ПЗ *SpectroZir SA* можна ознайомитися за посиланням <https://spectrozir.com/docs/guide>. Приклади відображення результатів сканування певних діапазонів частот аналізатором *TinySA Ultra* в частотному і часовому представленнях надані на рисунках 3.28, 3.29.

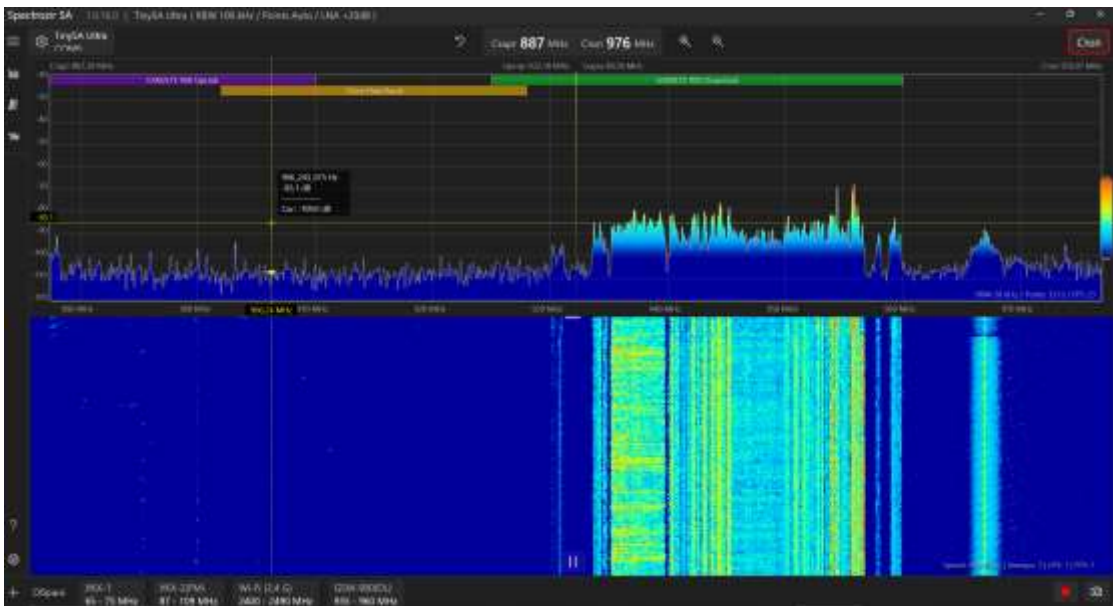


Рисунок 3.28 – Результат сканування діапазону стільникового зв'язку *GSM-900*

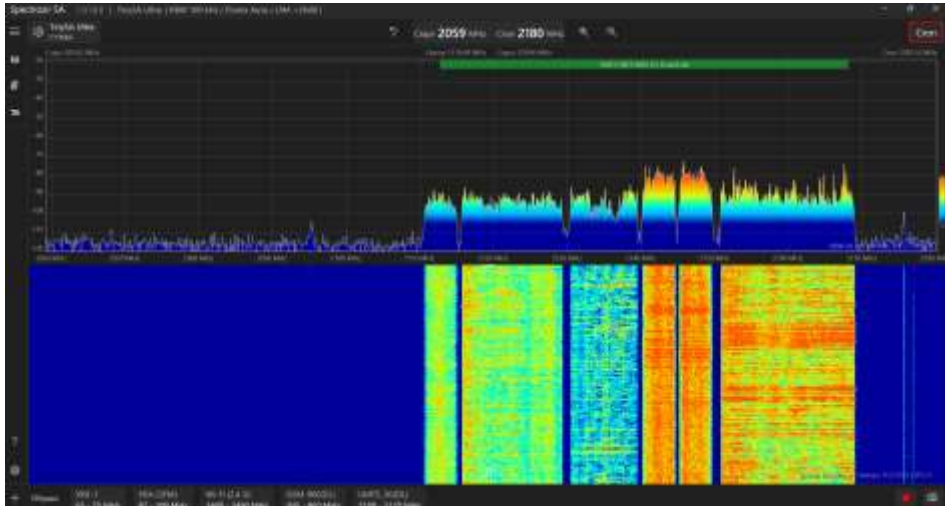


Рисунок 3.29 – Результат сканування діапазону стільникового зв'язку *UMTS (3G)*

Spectrozir SA PRO є розширена версія безкоштовного ПЗ *Spectrozir SA* для ПК на базі ОС *Windows 10/11* та пропонує додаткові функції:

- підтримку ширшого спектра пристроїв;
- дозволяє перегляд до 5 смуг одночасно;
- формування зон сигналізації по рівню сигналу для виявлення активності у радіоєфірі;
- пошук аналогових відеоканалів та демодуляцію відеосигналів;
- автоматично зберігає журнал виявлених випромінювань за рівнем сигналу тощо.

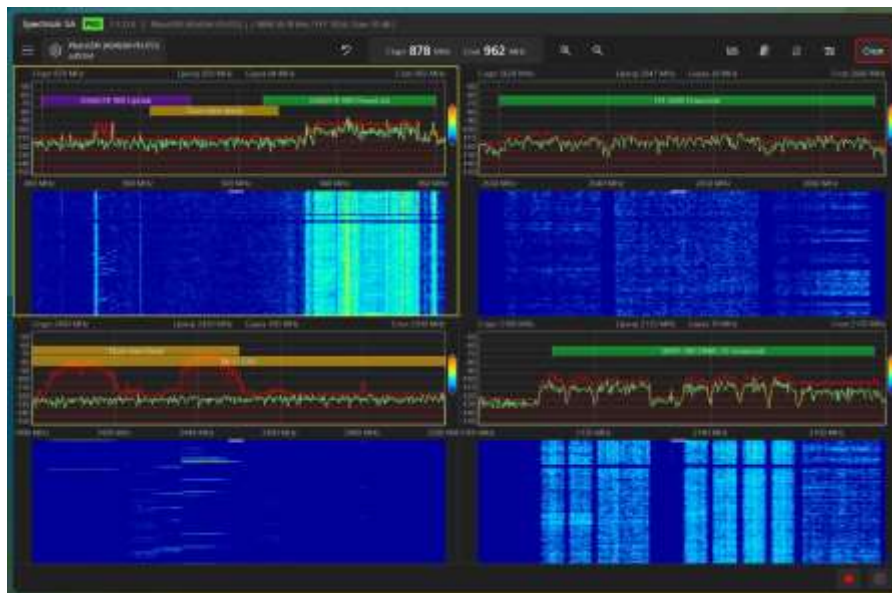


Рисунок 3.30 – Результат сканування ПЗ *Spectrozir SA PRO*

Практичне застосування аналізатора спектру *TINY SA ULTRA* для виконання бойових завдань наведено у Настанові, яка була розроблена Сергієм

Бескредитним («Флеш») на замовлення Командування підготовки сухопутних військ. Варіант компоновки портативного пристрою радіотехнічної розвідки на базі аналізатора спектру *TINY SA ULTRA* наведений на рисунку 3.31.



Рисунок 3.31 – Варіант компоновки портативного пристрою радіотехнічної розвідки на базі аналізатора спектру *TINY SA ULTRA*

Пристрій складається з:

- корпусу з рукояткою та блендою;
- аналізатора спектру *TINY SA ULTRA*;
- антени (як правило, логоперіодичної широкопasmової);
- малошумного підсилювача (за потребою);
- джерела резервного живлення (*powerbank*).

Моніторинг та сканування радіочастотного діапазону можна здійснювати за допомогою *SDR*-приймачів, для керування яких існує багато програмного забезпечення, найбільш популярними з них є: *SDR#(SDRSharp)*, *HDSDR*, *SDR-Radio Console*, *Gqrx* тощо (табл. 3.6).

Таблиця 3.6 – Порівняльна таблиця програмного забезпечення для *SDR*-приймачів

Назва ПЗ	Плат-форми ОС	Підтримка пристроїв/ сумісність	Основні режими демодуляції/ можливості	Особливості/ переваги/ обмеження
<i>Gqrx</i>	<i>Linux, macOS</i> (є пакети на <i>Windows</i>)	<i>RTL-SDR, Airspy, HackRF, USRP</i> тощо	<i>AM, FM</i> (моно/стерео), <i>SSB, CW</i> , цифрові режими; спектр-аналіз, <i>FFT / waterfall</i> ,	Простий у використанні, безкоштовний, open-source, хороша

			шумозаглушення, <i>AGC</i> , збереження аудіо та <i>IQ</i> -даних	сумісність. Добрий для базового прийому, сканування. Обмежений функціонал
<i>SDR Console (V3)</i>	<i>Windows</i>	Підтримує широкий спектр <i>SDR</i> -пристроїв (залежно від драйверів)	Широкий набір можливостей: <i>DSP/NR</i> , запис/відтворення <i>IQ</i> , <i>CW</i> -сканер, трекер супутників, списки частот, віддалений доступ/управління, просунутий звук та обробка	Дуже багатофункціональне ПЗ – зручне для досвідчених користувачів: сканування, запис, моніторинг, супутники тощо. Але інтерфейс і налаштування можуть бути складними для початківців
<i>SDR# (SDRSharp)</i>	<i>Windows</i>	Працює з <i>RTL-SDR</i> та багатьма іншими популярними <i>SDR</i> -пристроями (залежно від драйверів/плагінів)	<i>NFM, AM, LSB, USB, WFM, DSB, CW, RAW</i> , спектр/водоспад, базова обробка, можливість запису	Простий інтерфейс, базове прослуховування, FM-радіо, швидке налаштування, обмежене для «просунутих» задач
<i>HDSDR</i>	<i>Windows</i>	Підтримує багато <i>SDR</i> -пристроїв, особливо через <i>ExtIO</i> для <i>RTL-SDR, HackRF, Airspy</i> тощо	Спектр/водоспад, декодування різних цифрових форматів, запис/відтворення, плагіни, планування записів, базова <i>DSP</i> /обробка	Стабільне та багате на функції ПЗ, підходить для задач середнього рівня
<i>GNU Radio</i>	<i>Windows, Linux, macOS</i>	Працює з великою кількістю <i>SDR</i> -пристроїв (як з зовнішнім, так і симуляція без апаратури)	Побудова власних схем обробки сигналу (фільтри, демодулятори, модульовані, різні типи каналів, кастомні алгоритми), обробка <i>I/Q, DSP</i> -блоки, підтримка <i>digital</i> -модів, можливість кодування/декодування	Найгнучкіше та найпотужніше середовище; підходить для експериментів, досліджень, розробки “з нуля” власних <i>SDR</i> -систем, аналізу сигналів, цифрових протоколів; вимагає більше знань, налаштування та часу

SDR# (SDRSharp) – одна з найпоширеніших програм для *Windows*, яка має простий інтерфейс, підтримку *RTL-SDR, Airspy* та інших пристроїв, плагіни для розширеної функціональності та декодування сигналів різних цифрових радіосистем, є можливість вибору модуляції при детектуванні наступних сигналів: *NFM, AM, LSB, USB, WFM, DSB, CW, RAW*. ПЗ надає достатньо великий набір обробки інформації, наприклад, можна увімкнути шумозаглушення в різних зонах, змінювати смугу пропускання та підсилення, використання різних фільтрів тощо.

Основні функціональні можливості ПЗ *SDRSharp*:

1. Приймання широкого діапазону сигналів: підтримує різні типи радіосигналів, включаючи *FM*-радіо, *AM, SSB, CW*, деякі цифрові режими і багато інших.

2. Спектральний аналіз: має вбудований спектральний аналізатор, що дозволяє візуалізувати спектр сигналів у реальному часі.

3. Декодування цифрових сигналів: може взаємодіяти з різними плагінами та утилітами, які дозволяють декодувати цифрові сигнали.

4. Збереження та відтворення сигналів: є можливість записувати радіосигнали в файл для подальшого відтворення або аналізу.

5. Підтримка різних SDR-приймачів: підтримує широкий спектр SDR-приймачів, таких як *RTL-SDR*, *Airspy*, *HackRF*, *SDRplay*, *LimeSDR* тощо.

6. Налаштування і управління: надає різні можливості налаштування, включаючи налаштування фільтрів, *AGC* (автоматичного регулювання підсилення), шумоприглушення, режимів приймання та інші параметри.

Різні способи використання *SDR*-приймачів дозволяють устаткуванню виконати наступні завдання:

- *виявлення нелегального використання радіочастотного діапазону* – сканування певної смуги радіочастот з метою виявлення сигналів, що не мають відповідного ліцензійного дозволу або операторського ідентифікатора (завдання полягає у виявленні таких сигналів та документуванні їх параметрів: частоти, потужності, виду модуляції тощо);

- *аналіз безпроводових мереж* – сканування певної смуги радіочастот з метою виявлення безпекових проблем у безпроводових мережах, підозрілих джерел сигналів та завад тощо;

- *виявлення та ідентифікація радіозавад* – сканування певної смуги радіочастот з метою виявлення небажаних радіосигналів або завад, які можуть впливати на роботу інших пристроїв або мереж (завдання полягає у виявленні та ідентифікації джерел завад та розробці рекомендацій щодо зменшення їх впливу);

- *локалізація джерел сигналів* – використовуючи *SDR*-приймач у поєднанні з направленими антенами у різних напрямках для локалізації джерел сигналів у заданій області (завдання полягає у визначенні напрямку максимальної потужності сигналів та можливої локації їх джерел).

Для розширення функціональних можливостей ПЗ для *SDR*-приймачів застосовують *утиліти/плагіни*, які розроблені для виконання конкретних завдань або функцій на комп'ютері. Утиліти можуть бути вбудованими в ПЗ або встановлюватися окремо користувачем для покращення продуктивності, управління системою, відновлення даних, декодування цифрових сигналів, діагностики тощо. Деякі утиліт для програмного забезпечення *SDRSharp* і *HDSDR* представлені в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Утиліти/плагіни для програмного забезпечення

Назва ПЗ	Назва утиліти	Можливості, що надає утиліта даним програмам
SDR# (<i>SDRSharp</i>)	<i>Frequency Manager + Scanner</i>	сканування частот та управління списками частот
	<i>DSD+ Plugin</i>	декодування цифрових розмовних сигналів (стандартів <i>P25</i> , <i>DMR</i> , <i>NXDN</i> тощо)
	<i>ADSB# Plugin</i>	отримання та декодування ADS-B сигнали, дозволяє бачити спектр/водоспад + декодовані дані одночасно
	<i>CTCSS Plugin</i>	декодування <i>CTCSS</i> (<i>Continuous Tone-Coded Squelch System</i>) тони
SDRSharp, HSDR	<i>Virtual Audio Cable</i>	перенаправлення аудіо сигналів між різними програмами на ПК
HSDR	<i>ExtIO</i>	підключати різні типи <i>SDR</i> -приймачів до програми
	<i>Virtual COM Port Drivers</i>	створювати віртуальні COM-порти на комп'ютері
	<i>Noise Reduction Plugins</i>	допомагають покращити якість сигналу шляхом зниження рівня шуму та завад
	<i>Frequency Scanner Plugins</i>	дозволяють автоматично виявляти та аналізувати активні сигнали у вибраному діапазоні частот
	<i>CW Skimmer Integration</i>	автоматичне декодування телеграфних сигналів

Виконання практичного завдання.

Мета роботи: виконати радіотехнічний контроль із застосуванням SDR-радіоприймач *RTL2832U+R820T2* певної ділянки частотного спектру та визначити центральні частоти випромінювань.

Порядок виконання роботи:

1. Зібрати схему устаткування (рис. 3.8).
2. Інсталювати на ПК програмне забезпечення *SDRSharp*.
3. Налаштувати програмне забезпечення.
4. Виконати практичне завдання відповідно до варіанту.
5. Проаналізувати отримані результати.



Рисунок 3.8 – Схема підключення устаткування

В устаткуванні використовується SDR-радіоприймач *RTL2832U+R820T2* з антеною (рис. 3.9). Керування РПП здійснюється тільки через відповідне програмне забезпечення по командам з ПЕОМ. Працює РПП у діапазоні 24...1750 МГц із візуалізацією спектра в смузі частот до 3,2 МГц. Устаткування без додаткових плагінів (утиліт) може виконувати демодуляцію наступних видів радіосигналів: *AM, FM, NFM, LSB, USB, CW*.



Рисунок 3.9 — Зовнішній вигляд приймача та антени

ПЕОМ призначена для:

- керування роботою устаткування відповідно до завдань;
- відображення інформації, що надходить від РПП.

Хід роботи:

1. Інсталяція та налаштування програмного забезпечення *SDR#*:

- завантажте (<https://airspy.com/download>), розпакуйте заархівований файл у будь-який каталог;
- запустіть скрипт *install-rtlsdr.bat* із розпакованої папки. Він автоматично завантажить та встановить необхідні файли для RTL-SDR приймача;
- підключіть SDR-приймач до комп'ютера у порт *USB 2.0* (**ВАЖЛИВО:** спочатку треба під'єднати антену до приймача, а потім – приймач до ПЕОМ через *USB*-інтерфейс);
- запустіть файл *Zadig.exe* та встановіть драйвера;



- відкрийте програму *SDRsharp* на вашому комп'ютері;
- у розділі *Source* виберіть *RTL-SDR/USB*;
- в налаштуваннях (значок шестерні) встановіть галочку *RTL AGC* і збільште підсилення *RF Gain* до 20-30 дБ.
- встановіть діапазон частот, в якому ви бажаєте провести радіотехнічний контроль (це може бути зроблено за допомогою смуги налаштування частоти або введенням конкретних значень відповідних параметрів у програмі);
- налаштуйте ширину смуги приймання (вона впливає на кількість сигналів, які можуть бути одночасно прийняті; максимально – 3,2 МГц);
- задайте інші параметри, які відповідають вашому SDR-приймачу та вашим вимогам (це можуть бути параметри, такі як рівень сигналу, фільтри, режими демодуляції та інші);
- після налаштування параметрів устаткування готове до роботи.

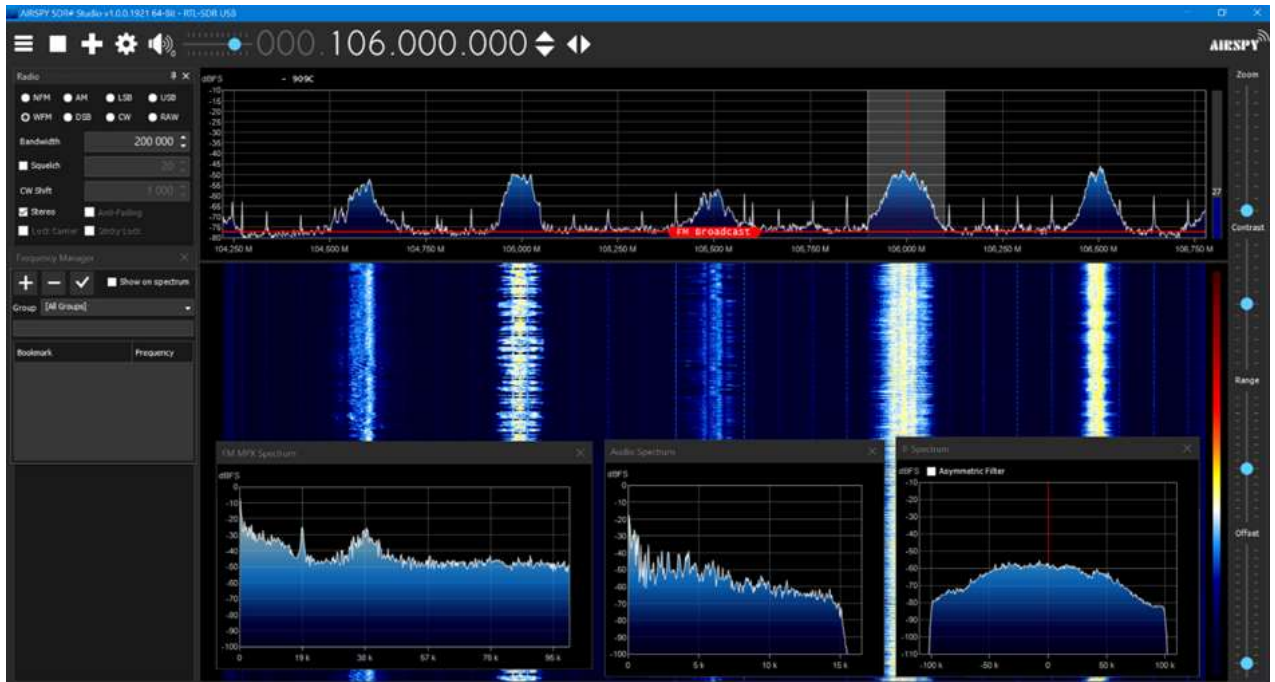


Рисунок 3.10 – Зовнішній вигляд інтерфейсу ПЗ SDR#

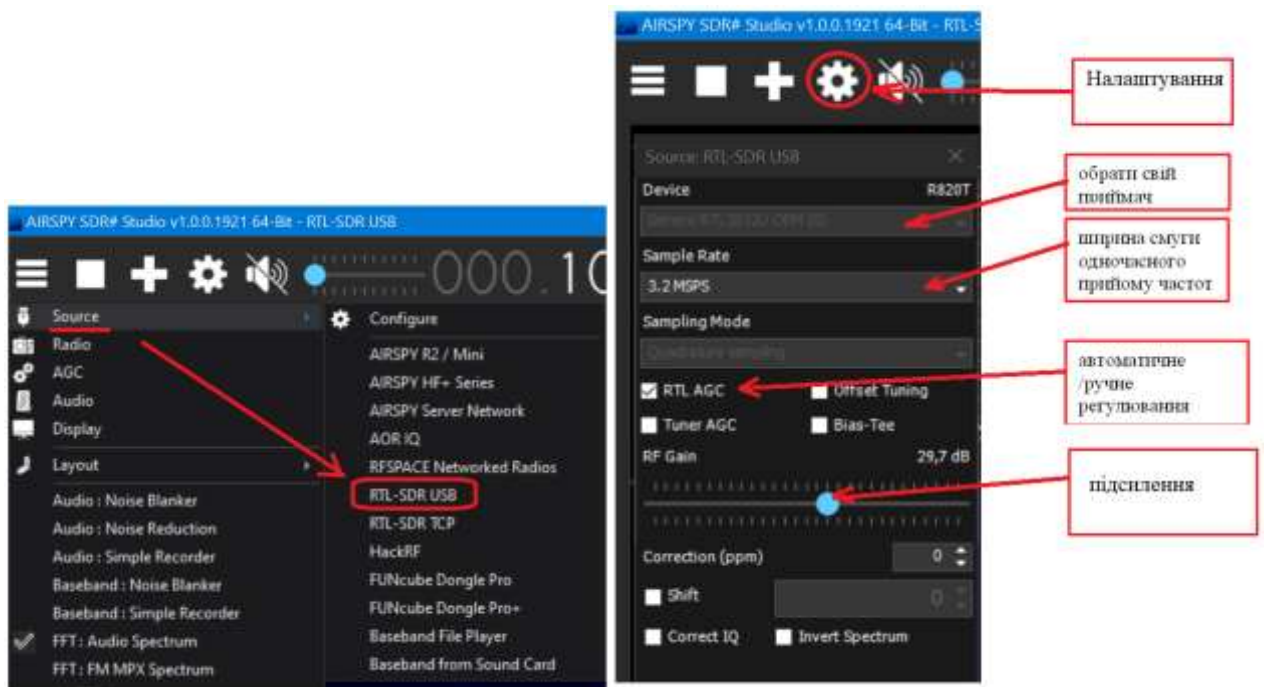


Рисунок. 3.11 – Підключення та налаштування ПЗ

2. Сканування частотного діапазону

1. Встановити центральну частоту діапазон частот для сканування відповідно до варіанту (у вікні «*Frequency Manager*» - зображено на рисунку 3.12).

Контрольні питання та завдання

1. Які технічні засоби використовуються для радіомоніторингу?
2. Які основні характеристики обладнання?
3. В чому особливість представлення випромінювань в часовій та частотній областях?
4. Який склад програмно-апаратного комплексу радіочастотного контролю?
5. Яке призначення та основні можливості комплексу?
6. З яких основних панелей складається робоче вікно ПЗ ScanXpert?
7. Як комплектується робоче вікно ПЗ?
8. Що дозволяє робити головне меню ПЗ?
9. Для чого призначений вміст панелі інструментів?
10. Для чого призначена панель частот та панорам?
11. Що відображає панель керування?
12. Навіщо служить панель архівів?
13. Які видів архівів передбачені?
14. Яке ПЗ використовується для керування аналізаторами спектру та *SDR*-приймачем для виявлення джерел радіовипромінювання?
15. Поясніть порядок виконання інсталяції ПЗ та виконайте її.

4. ОЦІНЮВАННЯ ЗОНИ ПОКРИТТЯ ТА ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ОБСЛУГОВУВАННЯ В РАДІОМЕРЕЖАХ

4.1 Параметри оцінювання якості радіомереж

Інструментальне оцінювання показників якості обслуговування (Quality Operating Service – QOS) і показників якості надання послуг (Quality of Service – QoS) реалізується лише використанням спеціалізованих мобільних комплексів радіоконтролю мереж загального користування, таких як мереж стільникового зв'язку, WLAN, цифрового телевізійного та звукового мовлення, і виконується об'їздом мобільної станції радіочастотного моніторингу (MCPM) передбачуваної зони радіообслуговування (радіопокриття) БС (передавачів) і мереж зв'язку та проведенням інструментального оцінювання рівня напруженості поля випромінювання в заданих смугах частот (на заданих частотах).

За цим методом вимірюється:

- *рівень напруженості електромагнітного поля вздовж маршруту руху мобільного комплексу;*

- *показники якості послуг (QoS) та якості обслуговування (QOS).*

- *QoE (Quality of Experience) – дослівно «якість досвіду користувача» або ступінь задоволеності користувача. З недавніх пір використовується в телекомунікаційній термінології та визначає ступінь задоволеності кінцевого користувача послугами, які надає провайдер зв'язку.*

На відміну від якості обслуговування (QoS), що визначає операційні характеристики мережі, такі як затримка, втрата пакета або своєчасне пересилання по шляху прямування, QoE визначає *end-to-end* підключення, швидкість роботи мережевих додатків, що працюють через це підключення і те, як елементи мультимедіа, такі як інтернет відео або IPTV мережі задовольняють. “Рідневий” зв'язок між QoS і QoE полягає тільки в продуктивності підключення абонента. У випадку з QoS ця продуктивність чітко спрямована на надання користувачеві конкретного сервісу (VoIP, IPTV), а у випадку з QoE – на відчуття користувачем під час використання послуги підключення до Інтернету через конкретного провайдера зв'язку.

Для проведення вимірювань використовується спеціальне обладнання під керуванням ПК зі спеціалізованим ПЗ.

Оцінювання показників якості телекомунікаційних послуг (QoS) здійснюється шляхом контролю ступеня спотворення вихідної інформації (зображення, звуку, даних, що передаються) порівняно з еталонною або ступеня невідповідності її вимогам, що висуваються. У разі аналогового телебачення

якість послуг оцінюється показником, який відображає суб'єктивне сприйняття спотворення зображення на екрані телевізора (телевізійного приймача).

Якість послуг мереж мобільного зв'язку оцінюється такими безрозмірними величинами, як *доступність зв'язку, безперервність зв'язку, повнота послуги, безперервність послуги, доступність послуги* і т. ін.

Перелік телекомунікаційних послуг мереж рухомого зв'язку визначено стандартом *ETSI TS 102 250*, основними з них є:

- послуги телефонії;
- послуги передавання коротких текстових повідомлень (*SMS*);
- послуги передавання мультимедійних повідомлень (*MMS*);
- послуги передавання даних.

Основним методом оцінювання зазначених показників якості є *метод контрольних викликів*.

4.2. Принципи оцінювання якості мереж зв'язку загального користування

Мета *вимірювання зон покриття* (обслуговування) радіопередавачів та мереж:

- перевірка результатів прогнозованих розрахункових зон покриття (обслуговування), яке виконано з використанням цифрових карт місцевості при плануванні мережі;
- перевірка відповідності умовам ліцензії, якщо в умовах ліцензії визначена необхідне покриття радіослужбою певної території, відсотка території або відсотка населення;
- перевірка якості обслуговування в певній зоні;
- оцінка умов приймання в певних місцях, де є повідомлення про завади.

В аналогових системах може бути достатнім виміряти тільки напруженість поля. Через певні обставини та принципи, що властиві прийманню в цифрових системах, покриття цифрових наземних мереж має вимірюватися інакше, ніж в аналогових мережах.

Важливо всебічно та однозначно визначити покриття певної мережі перед видачею ліцензії, в іншому випадку можуть виникнути неприємні дискусії, якщо між оператором мережі та регуляторним органом не буде досягнуто згоди щодо фактичного покриття.

Вимірювання у стільникових мережах якості послуг, що надаються

В стільникових системах радіозв'язку з їхньою щільною мережею базових станцій внутрішньо- та позамережні завади можуть призводити до погіршення певних параметрів, пов'язаних з якістю обслуговування (*QoS*). Ці параметри можуть бути виміряні лише за допомогою спеціального контрольного обладнання, адаптованого до конкретної стільникової системи.

Нижче наведено не повний перелік параметрів, що впливають на фактичні експлуатаційні якості стільникової мережі в заданому місці:

- відношення сигнал/шум (S/N) та відношення сигнал/(шум+завада) ($SINR$);
- коефіцієнт помилок за бітами/коефіцієнт пакетних помилок/коефіцієнт помилок символів;
- часова затримка відбитих сигналів внаслідок багатопроменевого поширення/імпульсна характеристика каналу;
- умови передачі обслуговування (переключення (*handover*) від однієї до іншої базової станції) тощо.

Оскільки значення параметрів QoS залежать від конкретного розташування, ці системи контролю найкраще підходять для встановлення їх на вимірювальних автомобілях. На рисунку 4.1 наведено приклад такої системи, а також кілька відображень оцінки результатів вибіркового вимірювання, які можна одержати.

Ці спеціалізовані вимірювальні системи можуть використовуватись для виявлення проблем у разі виникнення радіозавад, особливо пов'язаних з поганими умовами поширення, та радіозавад від інших передавачів у цієї мережі (внутрішньомережеві радіозавади) шляхом порівняння вимірних параметрів QoS із мінімальними системними вимогами. У такому устаткуванні використовуються методи обробки сигналів, які можуть бути реалізовані за допомогою декількох синхронних приймачів РЧ-каналу та модуляторів, з'єднаних з антенними решітками та комбінованими адаптивними просторовими фільтрами. Такі методи підвищують точність та надійність вимірювань радіосигналів, що покращують характеристики демодуляції та декодування шляхом застосування комбінованих методик, заснованих на відновленні відомих сигналів.

Набагато простіший спосіб вимірювання зони покриття стільникової мережі заснований на *статистичному методі*: маючи стандартний серійний мобільний пристрій для послуг певної служби, відвідують велику кількість випадково вибраних місць. У кожному місці перевіряється можливість пристрою зареєструватися в мережі, встановити з'єднання, а потім, по можливості, вимірюється доступна швидкість передачі. Статистичні розрахунки доводять, що при вимірі в 400 місцях зона покриття може бути визначена з 95% довірчим рівнем. Перевага даного способу полягає у відсутності необхідності у спеціалізованому контрольному устаткуванні, а вимірювання може проводити кожен, хто може користуватися мобільним пристроєм. Однак результати застосування цього методу залежать від конкретного кінцевого абонентського пристрою, який використовується для випробувань, і тому він не завжди є

об'єктивним. Наприклад, розмір зони покриття, розрахованої на основі даного методу вимірювань, залежить від чутливості мобільних пристроїв, що використовуються.

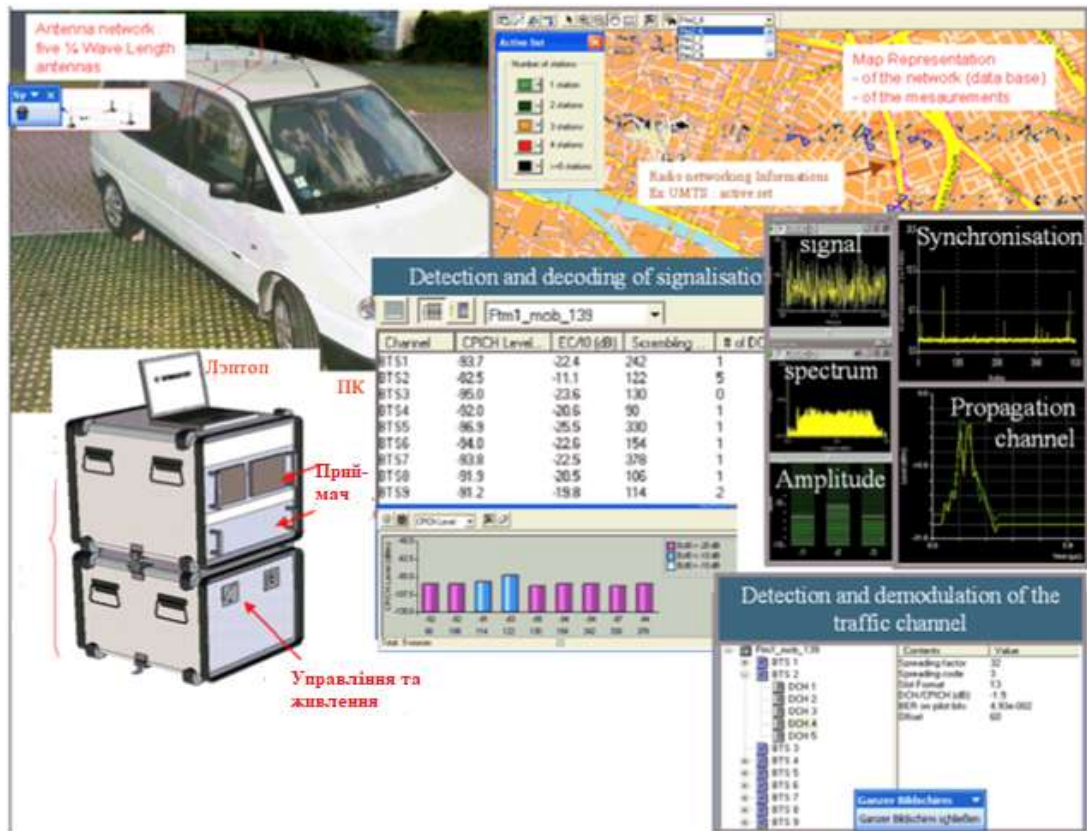


Рисунок 4.1 – Приклад вимірювальної системи для стільникових мереж зв'язку

Спеціалізовані станції технічного контролю

У ряді випадків, наприклад для вимірювання зони покриття телевізійного мовлення для стаціонарних ТВ-приймачів, для яких виміри напруженості поля потрібно проводити при встановленні антени на висоті 10 м відносно рівня землі, або при проведенні вимірів на більш високих частотах (вище 4-6 ГГц) необхідно застосовувати станції моніторингу, у складі яких є антена щогла та спеціалізоване вимірювальне обладнання. В таких випадках вимірювання проводиться під час зупинок.

Спеціалізовані станції технічного контролю оснащуються висувними антенними щоглами та/або опорно-поворотними пристроями для антен (рис. 4.2) та забезпечують:

- вимірювання параметрів радіовипромінювання РЕЗ у смузі частот від 9 кГц до 40 ГГц (з аналізатором спектра *FSQ-40*);
- вимірювання напруженості поля;
- автоматичне визначення свого місцезнаходження;
- автоматичне наведення антени на джерело випромінювання.



Рисунок 4.2 – Спеціалізована станція технічного контролю ССТК-2

Може також знадобитися додаткове вимірювальне обладнання, включаючи обладнання для вимірів на більш високих частотах, що залежить від додаткових та спеціальних завдань служби контролю таких як:

- вимірювання напруженості поля вздовж маршруту;
- контроль технологій широкосмугового зв'язку, задіяних на частотах вище 3 ГГц, таких як деякі *Wi-Fi*, *WiMAX* та *WLAN/RLAN* системи;
- телевізійні вимірювання на відеосигналах (наприклад, яскравості та кольоровості);
- вимірювання конкретних параметрів цифрових мереж;
- контроль випромінювань у фіксованих лініях зв'язку;
- вимірювання супутникових сигналів.

Основний принцип вимірювання

Зазвичай неможливо виміряти напруженість поля або інші відповідні параметри у всіх точках зони інтересу. При цьому вимірюється відповідність прогнозу фактичному покриттю, а не саме покриття.

Зазвичай в аналогових системах напруженість поля вимірюється у статистично достатній кількості фіксованих місць або під час подорожі маршрутами. Обмежувальними факторами є доступність точок вимірювання та наявний час і робочі години. Виміряні значення напруженості поля потім порівнюються з прогнозованими значеннями напруженості поля.

Той самий принцип застосовується до системних параметрів або параметрів якості обслуговування в цифрових системах. Слід зазначити, що складні визначення покриття призводять до складних процедур вимірювання та оцінки.

Перш ніж проводити вимірювання, необхідно *визначити опорні зони або опорні маршрути*, що дозволяє екстраполювати результати вимірювань, отримані в опорній зоні, на покриття всієї зони інтересу. Іншими словами, якщо прогнози точно відповідають фактичному покриттю в опорних зонах, можна припустити, що прогнози покриття, що заявлені оператором мережі також є достатньо точними поза опорними маршрутами та зонами.

Існує кілька варіантів планування маршрутів вимірювання. Одним з варіантів може бути *слідування радіальним лініям*, починаючи з центру зони обслуговування, і доки сигнал не буде послідовно погіршуватися за межі заданих параметрів з точки зору напруженості поля або інших відповідних параметрів.

Іншим варіантом було б перевірити регіони, які представляють *певні типи територій*, такі як густонаселені міські, приміські, промислові або сільські райони.

Нарешті, для перевірки покриття важливо, щоб вимірювання включали *ділянки на кордонах між охопленими та неохопленими районами*.

На рисунку 4.3 наведено приклад результатів, отриманих з цих вимірювань. Зелений колір вказує на покриття, а червоний – на відсутність покриття. Сіра зона має бути покрита згідно з інструментом прогнозування, тоді як білі зони були передбачувані як непокриті.

Для спеціальних цілей, що впливають на покриття, вимірювання можуть проводитися на мостах, у тунелях, поблизу інфраструктури розподілу електроенергії або навіть у будівлях.

Результати вимірювань повинні реєструватися разом з даними про їх географічні координатах для визначення місцезнаходження вимірювальних пунктів та для нанесення на карту результатів, зібраних на найбільш доступних дорогах у зоні, що розглядається.



Рисунок 4.3 – Вибіркове вимірювання вздовж маршруту всередині контрольної зони

Системи цифрових мереж (типу *GSM*, *DCS1800*, *UMTS*, *LTE* або *DAB*, *DVB-T*) достатньо чутливі до впливу прийнятих сигналів, що відбиваються від різних завад. У цьому випадку, крім вимірювання рівня сигналу, для оцінки експлуатаційних характеристик системи необхідно також вимірювати якість приймання за допомогою визначення коефіцієнта помилок за бітами (*BER*) чи імпульсної характеристики каналу. Якщо використовувати автоматичні дзвінки, такі вимірювання можна проводити на працюючих цифрових мережах без внесення будь-якого негативного впливу.

Для вимірювання вздовж маршруту потрібна безперервна передача. Напруженість поля вздовж маршруту схильна до сильних флуктуацій під дією сигналів, що відбиваються. Результат окремого виміру може відповідати мінімальному або максимальному рівню відбиття (інтерференції), і на нього також може впливати обрана висота приймальної антени, пора року, погодні умови, наявність рослинності та рівень вологості на навколишньому місцевості, що роблять його неточним.

При обліку наведених вище факторів, що відтворюються результати вимірювань напруженості поля можна розрахувати з великої кількості показань за допомогою їх статистичної обробки.

Для статистичної оцінки кількість контрольних точок повинна бути обрана таким чином, щоб результати представляли процес повільної зміни напруженості поля (ефект *тривалого завмирання*), а також більшою чи меншою мірою

відображали місцеві (миттєві) особливості (ефект *короткочасного завмирання*) розподілу напруженості поля сигналу.

Для отримання довірчого інтервалу 1 дБ навколо фактичного середнього значення контрольні точки треба вибирати для кожних $0,8 \cdot \lambda$ (довжин хвиль) на інтервалі усереднення $40 \cdot \lambda$ (50 вимірювань значень не більше 40 довжин хвиль).

Після збору результатів вимірювань та обробки даних їх подання може бути зроблено з допомогою ПК з кольоровим монітором, принтером або графобудівником такими способами:

а) подання необроблених даних у вигляді таблиці

Переваги:

- надається докладна інформація про місцеві явища замирань;
- ці результати можна перетворити у будь-яку форму, яка зручна для перегляду за допомогою математичної чи статистичної обробки.

Недоліки:

- занадто великий обсяг даних;
- окремі результати не можуть бути повторені.

б) побудова діаграм у прямокутних координатах

Графічне подання оброблених даних напруженості поля виконується в прямокутних координатах залежно від відстані із зазначенням розрахованих медіанних значень.

Перевага:

- цей метод забезпечує швидке отримання зручних для перегляду результатів розподілу та місцезнаходження з рівнем напруженості поля нижче заданого порогового значення.

Недолік:

- важко співвідносити результати з точним місцем виміру.

в) відображення на картах

На карті доріг представляють кольоровими лініями оброблені рівні напруженості поля (наприклад, у масштабі 10 дБ(мкВ/м)) або ймовірність перевищення рівня (між 1 та 99%). Вибраний масштаб карти повинен відповідати розміру досліджуваної зони, що охоплюється радіосигналами та мати необхідну роздільну здатність оброблених результатів напруженості поля. Залежно від масштабу карти інтервали можуть включати кратні значення інтервалів усереднення. Роздільну здатність наведених результатів слід вибирати так, щоб можна було відображати місцеві особливості без використання надто широкої гами кольорових ліній. Якщо потрібно представляти інтервали усереднення з вищою роздільною здатністю (наприклад, при представлення

результатів для мікростільникового зв'язку), система повинна мати здатність змінювати масштаб карти під час користування нею. Якщо під час вимірювань одночасно реєструють дві серії даних (наприклад, рівні напруженості поля та *BER*), то доцільно представляти їх разом за допомогою двох паралельних кольорових ліній уздовж нанесених на карту доріг.

Переваги:

- результати вимірювання можна об'єднувати за наявності точної точки вимірювання;
- цей метод забезпечує швидке отримання зручних для перегляду результатів щодо розподілу та отримання рівнів напруженості поля нижче заданого порогового значення.

Недоліки:

- роздільна здатність для інтервалу на карті може бути більш, ніж для інтервалу обробки;
- місцеві характеристики рівня напруженості поля можуть бути завищеними.

4.3. Оцінка зони обслуговування відомчих мереж радіозв'язку

У відомчих мережах радіозв'язку, як правило, не визначаються усі параметри якості надання послуг. У більшості випадків достатньо *оцінити розміри зони обслуговування (покриття)* та порівняти їх із розрахунковими.

У такому разі не потрібно використання спеціалізованих мобільних комплексів радіоконтролю. Для вимірювань можна використовувати широко доступні калібровані портативні монітори радіочастотного поля та/або *абонентські пристрої тих сухопутних систем мобільного зв'язку, що тестуються, з функціями польового моніторингу*. Деякі сучасні цифрові засоби радіозв'язку в змозі вимірювати рівень сигналу. При такому тестуванні вимірювання можна проводити досить швидко та з дуже обмеженими людськими та фінансовими ресурсами.

Але одного рівня сигналу для оцінювання зони обслуговування недостатньо. У зв'язку з наявністю радіозавад (у тому числі штучного походження, наприклад ліній електропередачі, багатопроменевого поширення радіохвиль тощо), потрібно крім рівня сигналу визначити *якість цифрового радіозв'язку*.

Існує два основних типи інформації про сигнали: *RSSI* та *LQI*.

RSSI (*Received Signal Strength Indicator* – індикатор потужності отриманого сигналу) – це значення, яке вказує на те, наскільки сильним є сигнал в точці приймання. *RSSI* має бути вище рівня чутливості, вимірюється в дБм, значення

починаються з 0 дБм і знижуються, коли рівень сигналу стає нижчим (нижнім значенням є -130 дБм).

LQI (*Link Quality Indicator* – індикатор якості зв'язку) – це значення вказує на те, наскільки розмова є зрозумілою і розбірливою. Одиницями є відсотки, де 100% означає, що кожен пакет отримано, а 0% означає, що пакети не отримані.

Приклад графіків залежності показників потужності *RSSI* та якості зв'язку *LQI* від часу наведено на рис. 4.4.

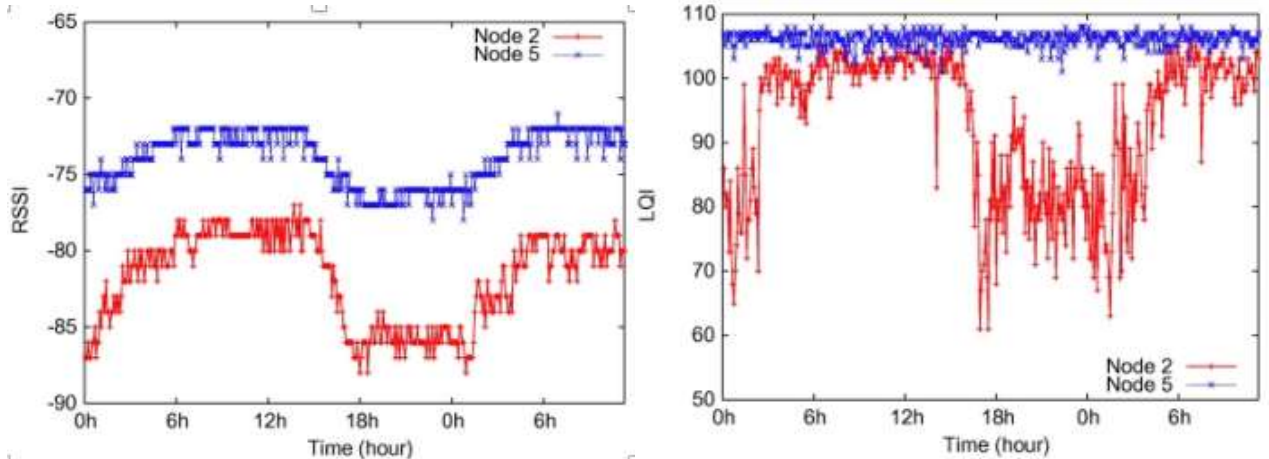


Рисунок 4.4 – Приклад графіків залежності показників потужності *RSSI* та якості сигналу *LQI* від часу

На практиці при застосуванні стандартного абонентського обладнання крім вимірювання рівня сигналу потрібно оцінити і його якість, як мінімум за простими критеріями щодо наявності радіозв'язку, що відображається у таблицях випробувань, наприклад «наявність/якість зв'язку»:

- стійкий радіозв'язок (позначка у таблиці “+”);
- не стійкій радіозв'язок (позначення “+/-”);
- відсутність радіозв'язку (позначення “-”).

Вимірювання проводяться для кожної визначеної точки (вибірка для декількох точок для кожного вимірювання) по трасі. Одночасне використання кількох терміналів, включаючи різні моделі, підвищить надійність таких вимірювань або дозволяє дослідити покриття для різних типів терміналів, таких як автомобільні радіостанції та портативні пристрої. Антена зазвичай встановлюється на даху транспортних засобів для вимірювання покриття мобільного приймання.

Для вимірювання покриття відомчих систем радіозв'язку використовують різне термінальне обладнання:

– *портативні радіостанції* бажано різні типів різних виробників (зовні транспортного засобу на відкритій місцевості на рівні 1,5 м та у разі потреби розміщені всередині транспортного засобу з зовнішньою антеною, яка встановлена на даху);

– *автомобільні радіостанції* із зовнішньої антеною, яка встановлюється на даху транспортного засобу.

Для визначення координат точки вимірювання та відповідності запланованому маршруту використовується обладнання системи позиціонування з *GPS*–приймачем, або вбудовані у смартфони *GPS*–приймачі та відповідні додатки смартфона для визначення координат. Для вимірювань покриття в цифровій системі необхідно використовувати спеціальні приймачі. Вони надають певні параметри, такі як коефіцієнт помилок у бітах (*BER*) та інші параметри якості, такі як, наприклад, обриви з’єднань.

Хоча чим більше вимірювань, тим кращий результат, для *грубого тестування емпіричної моделі поширення радіохвиль* може бути достатнім провести статичні вимірювання в зонах покриття принаймні двох або трьох існуючих радіопередавачів. Однак важливо переконатися, що ці зони покриття вибрані для тестування таким чином, щоб вони відображали найбільш типові умови поширення радіохвиль в цьому регіоні (міські/приміські райони, щільність рослинності, нерівності рельєфу тощо). У кожній із вибраних зон покриття доцільно проводити польові вимірювання щонайменше на 15-20 різних відстанях від передавача. Для кожної з цих відстаней вибірка вимірювання повинна включати щонайменше 5-10 вимірювань, бажано здійснених у різних напрямках від передавача, щоб забезпечити правильну оцінку середньої напруженості поля. Якщо в передавачах використовуються спрямовані антени, слід подбати про те, щоб усі точки вимірювання знаходилися в межах головного променя антени передавача. Антена тестового приймача повинна бути розміщена на відповідній висоті, тобто 1,5-2 м для наземних мобільних служб.

Найзручніше проводити такі вимірювання вздовж наявного радіального маршруту (наприклад, дороги) в межах зони покриття та в точках із певними заданими відстанями між ними, скажімо, через кожний 1 км. Одна з можливих установок для кластеризації таких точок вимірювання показана на рис. 4.5.

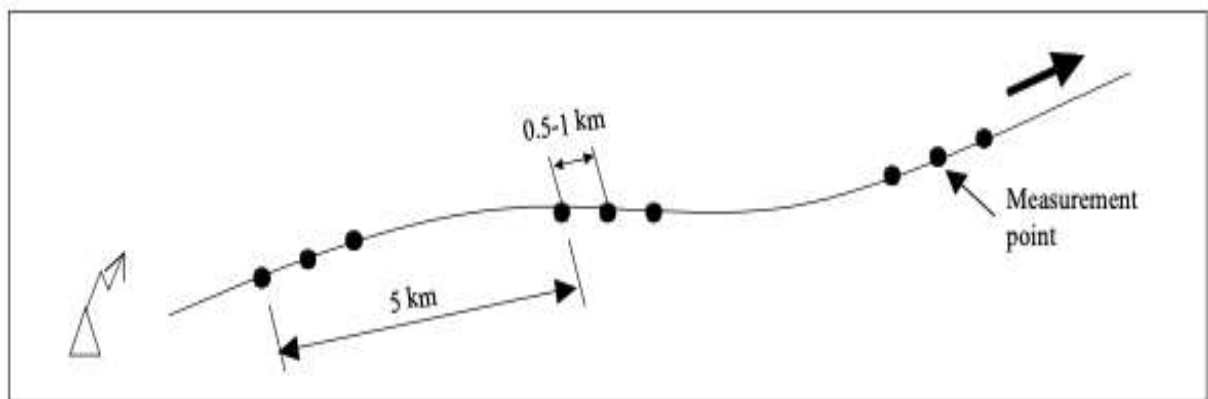


Рисунок 4.5 – Приклад кластеризації точок вимірювання вздовж радіальної лінії від опорного передавача

У кожній із точок вимірювання слід записати середню напруженість поля та відносну відстань від передавача (табл. 4.1). Оскільки в цьому випадку кількість вимірювань дуже обмежена, їх можна проводити без автоматизації, а з ручним записом виміряної напруженості поля. Відстань від передавача можна визначити будь-яким доступним способом: GPS-приймачем з можливістю диференціального вимірювання відстані, одометром автомобіля на строго радіальному маршруті або картою відповідного масштабу.

Таблиця 4.1 – Приклад форми таблиці вимірювання рівня сигналу та якості радіозв'язку для портативної радіостанції (тип _____)

Номер точки по маршруту	Географічні координати	Номер БС	Відстань від БС, км	Номер вибірки	Рівень напруженості поля, дБмВт	Медіанне (усереднене) значення напруженості поля, дБм	Наявність/якість радіозв'язку
1				1.1	- 97,2		+/+
				1.2	-98		+/-
					-
2							

Примітка: якщо радіомережа має декілька БС, номер БС вказується у таблиці.

В результаті таких вимірювань буде отримано набір значень напруженості поля для заданих відстаней, які потім можна порівняти з результатами моделювання, звертаючи увагу на коригування параметрів моделі (висота антени, потужність випромінювання тощо) для кожного з маршрутів вимірювання, оскільки вони можуть відрізнятися, наприклад, коефіцієнт підсилення антени і, отже, випромінювана потужність можуть бути різними в різних напрямках.

Якщо використовувалась статистична модель втрат поширення радіохвиль (без урахування рельєфу місцевості), то також бажано провести тестування в усіх цих частотних діапазонах. На рис. 4.6 показано приклад порівняння результатів вимірювання та моделювання. Доцільно порівнювати вимірювання з розрахунковими результатами, отриманими за допомогою кількох моделей. Тоді може бути використаний навіть суб'єктивний аналіз таких порівнянь щоб

вирішити, яка з протестованих моделей працює найкраще та чи достатньо вона працює.

Наприклад, для того конкретного регіону, де були отримані приклади (рис 4.6), можна зробити висновок, що модель Окамура-Хата є найкращою та достатньою моделлю для моделювання напруженості поля в діапазоні 160 МГц в міських/приміських умовах. Проте з того ж прикладу можна побачити, що модель Окамура-Хата повинна бути відкоректована перед застосуванням її для прогнозування поширення в діапазоні 450 МГц у сільській місцевості.

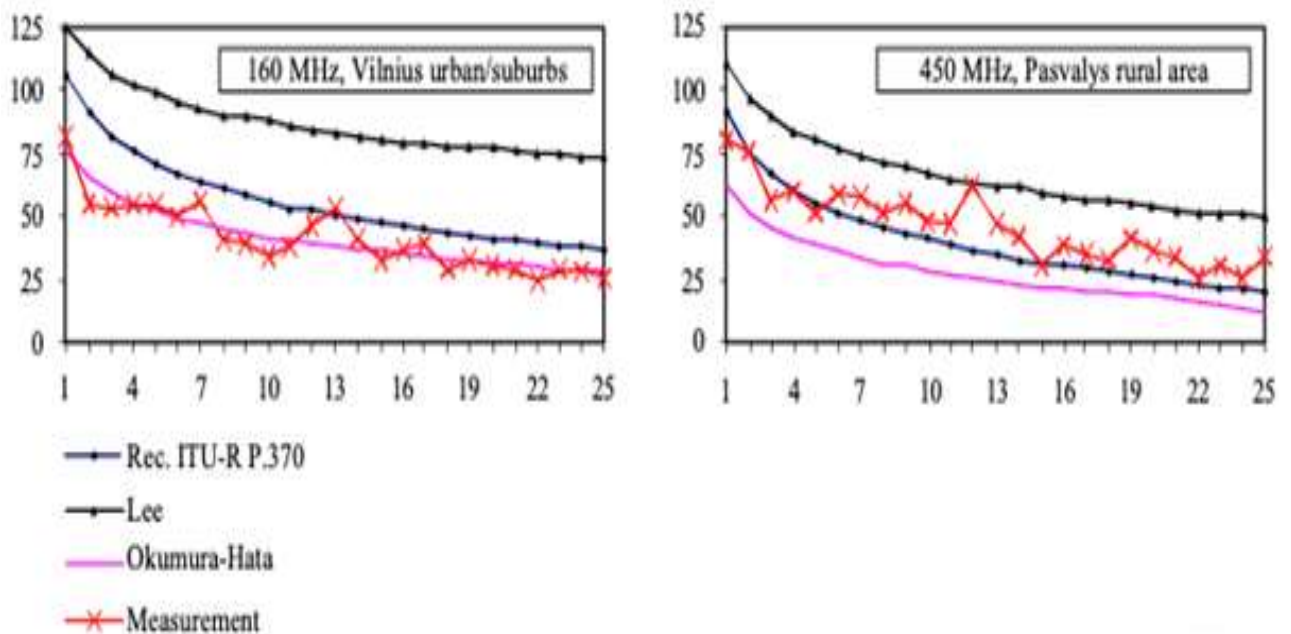


Рисунок 4.6 – Приклад порівняння результатів вимірювань з кількома емпіричними моделями (усереднена напруженість поля (мкВ/м) в залежності від відстані (км) від точок до передавальної станції вздовж радіальної лінії від опорного передавача)

Однак недостатньо робити такі висновки на основі вимірювань лише в одній смузі частот/зоні покриття. Принаймні дві або три зони покриття передавачів (ретрансляторів) повинні бути досліджені в кожному із діапазонів частот, а висновки можуть бути зроблені лише тоді, коли вони однаково підтверджені у всіх випадках.

Коли тестування показує, що точність обраної емпіричної моделі недостатня, модель потребує налаштування та коригування. Це можна зробити шляхом точного налаштування емпіричних параметрів моделі, що використовується.

Контрольні питання та завдання:

1. Як відбувається інструментальне оцінювання показників якості обслуговування і показників якості надання послуг?
2. Параметри оцінювання якості радіомереж.
3. Як оцінюється якість послуг мобільного зв'язку?
4. Яка мета вимірювання зон покриття (обслуговування) радіопередавачів та мереж?
5. Застосування спеціалізованих станцій технічного контролю.
6. Яким чином надаються результати вимірювань, в чому їх переваги та недоліки?
7. В чому полягає особливість оцінки зони обслуговування відомчих мереж радіозв'язку?
8. Інформації про сигнали *RSSI* та *LQI*.
9. Що надають порівняння результатів вимірювань з кількома емпіричними моделями?

5. МЕТОДИ ЗАВАДОЗАХИСТУ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ. ОЦІНЮВАННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ ЗАСОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ ТА РОЗВІДКИ.

5.1. Завадозахищеність систем електронних комунікацій. Скритність та завадостійкість.

В сучасних умовах невід'ємною складовою сучасних військових конфліктів, операцій, гібридних воєнних дій є радіоелектронна боротьба (РЕБ). Питома вага сил і засобів РЕБ, які застосовуються у війнах і збройних конфліктах, постійно збільшується завдяки постійно зростаючій ролі радіоелектронних засобів у підвищенні бойових можливостей військ.

В умовах ведення сучасних воєнних операцій (бойових дій) у противника з'являються нові, не притаманні РЕБ, задачі з подавлення об'єктів РЕП. Одним з основних завдань противника є дезорганізація системи державного управління шляхом впливу навмисними завадами (радіо та електромагнітного типу) на спеціальні системи електронних комунікацій (ССЕК). Наприклад, така задача активно вирішується терористичними угрупованнями російських найманців при відбитті Україною неспровокованої збройної агресії.

Така ситуація є принципово новою для фахівців Держспецзв'язку, одним з основних завдань яких, традиційно була боротьба із ненавмисними завадами, що створюються «своїми» радіоелектронними засобами (вирішення задачі електромагнітної сумісності у «класичному» розумінні). Тому, сучасні умови вимагають більш детального вивчення фахівцями спеціальних електронних телекомунікацій основ РЕБ, тактики застосування, способів та комплексів (засобів) РЕБ ЗС України, противника та вирішення широкого спектру практичних задач (оперативно-тактичних розрахунків) для забезпечення успішного виконання завдань за призначенням в умовах масованого застосування противником різних типів радіоелектронних та електромагнітних завад. Ці питання у відомій авторам літературі з основ завадозахисту не розглянуті у повному обсязі, носять різномірний характер та потребують узагальнення та систематизації.

Радіоелектронна боротьба виникла як результат діалектичного розвитку озброєння і військової техніки на етапі широкого впровадження досягнень радіоелектроніки у всі системи та ланки управління військами (силами) і зброєю. Вперше засоби РЕБ масовано були застосовані у війні в Кореї 1950-1953 рр. З того часу не проводилась ні одна операція, де б в тих чи інших масштабах цей вид оперативного (бойового) забезпечення не використовувався. В XXI столітті теоретики оперативного мистецтва та стратегії бачать РЕБ у складі більш загальних понять інформаційного протиборства, інформаційної боротьби, а

комплекси (засоби) РЕБ відносять до нових видів інформаційної зброї. Вже зараз можна констатувати, що успішне вирішення завдань з РЕБ може визначити успіх всієї операції (бою) і навіть локальної війни та збройного конфлікту в цілому.

В сучасних умовах відбиття Україною неспровокованої збройної агресії росії ступінь застосування сил і засобів РЕБ, що залучаються до вирішення завдань тактичного, оперативного і стратегічного рівня з глобальним просторовим розмахом набуло безпрецедентного масштабу з обох боків. Зараз в Україні не має людини яка не знає значення аббревіатури РЕБ.

Фактично, радіоелектронна боротьба перетворилась із виду оперативного (бойового забезпечення) у специфічну форму бойових дій, що має за мету досягнення переваги або недопущення переваги противника в інформаційній компоненті збройної боротьби, яка забезпечується застосуванням радіоелектронних засобів.

Зараз можна стверджувати, що відбувся перегляд поглядів на роль, сутність та основи ведення радіоелектронної боротьби у збройних конфліктах сучасності та у майбутньому. Сформована та активно застосовується на полі бою нова ідеологія ведення РЕБ на основі переоснащення частин (підрозділів) РЕБ малогабаритною зброєю на БПЛА, зброєю функціонального ураження (електромагнітна, програмно - комп'ютерна зброя), переходу від симетричних до асиметричних принципів розвитку РЕБ. Це призвело до активного розповсюдження РЕБ на інформаційну сферу та сферу впливу на особовий склад та населення противника. Радіоелектронна боротьба, як специфічний вид бойових дій та стає основною складовою інформаційної боротьби. Розвиваються і впроваджуються в практику операцій та бойових дій нові комбіновані форми РЕБ та вогневого ураження: радіоелектронний, радіоелектронно-вогневий удари, операція РЕБ, радіоелектронна блокада окремих районів, населених пунктів, регіонів тощо. Окремо розвитку набули способи та комплекси РЕБ, що застосовуються в інтересах Повітряних Сил.

Враховуючи тенденції розвитку радіоелектронної боротьби у збройній боротьбі сучасності та у майбутньому, досвід її організації та ведення у локальних війнах та збройних конфліктах, повсякденній діяльності військ (сил), навчальному посібнику викладаються сучасні положення ведення радіоелектронної боротьби в умовах гібридних військових дій та у збройній боротьбі майбутнього. Визначаються основи радіоелектронного захисту підрозділів Держспецзв'язку від впливу навмисних радіоелектронних та електромагнітних завад противника при виконанні завдань за призначенням в особливий період. Наведені практичні завдання з розрахунків ефективності

ведення, можливостей з РЕБ та РЕР противника, моделювання методів завадозахисту своїх РЕЗ.

Спроможність ССЕК виконувати завдання у визначених умовах характеризують ефективністю.

Ефективність ССЕК залежить від великої кількості показників, зокрема, таких, як точність, живучість, надійність, вірність передавання інформації, завадостійкість, тощо.

В різних умовах застосування значущість відповідних показників (груп показників) може бути різною. Зокрема, при застосуванні комплексів (засобів) зв'язку, ведення гібридних воєнних дій різко зростає роль показників, що характеризують можливість виконання завдання за призначенням в умовах активного ведення противником (регулярними збройними формуваннями, зловмисниками, терористичними угрупованнями тощо) радіоелектронного подавлення ліній зв'язку із застосуванням навмисних радіоелектронних, електромагнітних та програмних завад. Потрібно розуміти, що застосування ССЕК здійснюється в умовах складної сигнально-завадової обстановки, в яких значення показників, якими оцінюються завадозахищеність систем стають пріоритетними.

Завадозахищеність ССЕК це її здатність забезпечувати виконання завдань за призначенням, зокрема надійний та безпомилковий обмін інформацією по радіоелектронних каналах зв'язку між абонентами в умовах комплексного впливу навмисних радіоелектронних завад (радіоелектронного подавлення (РЕП)) та потужних електромагнітних імпульсів (електромагнітне подавлення (ЕМП)). При цьому зауважимо, що РЕП та ЕМП слід розглядати комплексно, як складові виду бойового (оперативного) забезпечення операцій (бойових дій) - РЕБ.

В якості основного показника ефективності ССЕК, як міри успішності виконання завдань з передачі інформації можна обрати, наприклад, ймовірність її вірного (безпомилкового) передавання по радіоелектронних каналах зв'язку відповідним споживачами в умовах комплексного впливу РЕП та ЕМП.

У загальному сенсі цикл РЕП та ЕМП ССЕК містить етапи радіоелектронної розвідки (РЕР), РЕП та періодичний контроль їх ефективності. Тому, завадозахищеність ССЕК можливо кількісно оцінити через наступні ймовірнісні показники:

ймовірність безпомилкової передачі інформації — міра успішності обміну даними без помилок у присутності завад;

ймовірність забезпечення скритності — здатність ССЕК уникати виявлення радіоелектронною розвідкою противника.

Метою РЕР є встановлення факту наявності випромінювань радіоелектронних комплексів (засобів), визначення їх параметрів та призначення для організації ефективного РЕП та ЕМП.

Заходи з РЕП та ЕМП мають на меті створення умов, які б ускладнили або зірвали виконання завдань за призначенням ССЕК шляхом впливу навмисними радіоелектронними завадами та потужними електромагнітними імпульсами.

В таких умовах завадозахищеність ССЕК може бути описана сукупністю ймовірнісних показників, що характеризують її прихованість (скритність) та завадостійкість.

Прихованість (скритність) – це спроможність засобів ССЕК чинити опір заходам РЕР противника, що спрямовані на виявлення факту роботи засобів ССЕК, визначення їх параметрів, перехоплення інформації, визначення їх типу та призначення для подальшої постановки ефективних навмисних радіоелектронних та електромагнітних завад.

Завадостійкість – це спроможність засобів ССЕК забезпечувати правильне декодування інформації на виході приймальної апаратури абонента при передачі даних по радіоелектронних каналах зв'язку в умовах дії навмисних радіоелектронних завад (РЕП) противника.

5.2. Методи підвищення скритності.

У практиці застосування ССЕК найбільш відомими є частотний, структурний, часовий, амплітудний і просторовий методи підвищення скритності.

Сутність **частотного методу** зводиться до переналаштування приймально-передавальних пристроїв в процесі їх роботи і частотного маскування радіосигналів, що випромінюються. Частотний метод спрямований на ускладнення виявлення робочої частоти радіоелектронного пристрою з необхідною ймовірністю або її вимір з необхідною точністю.

Застосування частотного методу не дозволяє противнику створювати прицільні завади. Причому чим більший діапазон частот сканування, тим менш ефективними будуть завади. Частотне маскування радіосигналів зводиться до одночасного використання N_{Π} ($N_{\Pi} > 1$) передавачів, синтезаторів частот в складі одного радіоелектронного пристрою. Всі N_{Π} передавачів (передавач з перебудовою частоти) працюють на різних віддалених один від одного несучих частотах, але формують однакові модульовані сигнали. Оброблятися в приймальному пристрої можуть тільки $1, 2, \dots, N_{\Pi}$ сигналів. За такої умови для подавлення радіоелектронного пристрою може знадобитися N_{Π} передавачів, які формують загороджувальні завади, що не раціонально з енергетичної точки зору.

Разом з цим, при використанні багаточастотного випромінювання ускладнюється вирішення проблеми ЕМС.

Структурний метод підвищення скритності заснований на використанні квазівипадкових сигналів. Сутність даного методу полягає в тому, що передавальний радіопристрій формує шумоподібний сигнал або кодові групи імпульсів (складні сигнали), закон обробки яких противнику не відомий. Типовими представниками таких кодових груп є М-послідовності, коди Баркера та інші типи складних сигналів, що забезпечують реалізацію принципу стиснення.

У найпростіших випадках структурна скритність є можливою завдяки тому, що до послідовності імпульсів, які представляють передані повідомлення (наприклад, команди управління), додаються імпульси, які противнику представляються хаотичними, і в той же час відомі на приймальній стороні. У противника при цьому виникають труднощі з визначенням виду модуляції, що використовуються, кодів і т. д., що знижує можливість створення ефективних радіозавад. Квазівипадкові сигнали можуть застосовуватися в найрізноманітніших за своїм призначенням радіотехнічних пристроях.

Часовий метод підвищення скритності заснований на зменшенні тривалості і частоти повторення випромінюваних радіосигналів. Якщо за час підготовки радіотехнічного пристрою до роботи і його функціонування радіосигнали не випромінюються, що характерно для систем пасивного самонаведення, пасивних радіопеленгаторів і т.п., то даний пристрій, що містить лише приймальню установку, виявляється практично потайним.

Амплітудний метод підвищення скритності передбачає зниження потужності передавачів ССЕК до рівня, меншого чутливості розвідувального приймача противника.

Просторова скритність визначається діаграмами спрямованості антенних систем, що використовуються в радіопристрої. Вона тим вище, чим вужча діаграма спрямованості антен, що використовуються і нижче рівні їх бічних пелюсток.

5.3. Методи та пристрої підвищення завадостійкості

В цілому проблема захисту радіоелектронних пристроїв від природних, взаємних і навмисних радіозавад ще далека від свого рішення. Однак в даний час відомо велика кількість методів боротьби з окремими видами і групами перешкод.

Вплив індустріальних і взаємних завад зазвичай істотно послаблюється. Це досягається розносом несучих частот, відповідним розташуванням антен,

кодуванням сигналів, застосуванням засобів для усунення неполадок в електроприладах і т. д.

Природні завади типу внутрішніх шумів радіоприймачів і флуктуації сигналів, що виникають в процесі поширення радіохвиль, існують практично безперервно. До безперервно діючих завад часто належать також шуми підстиляючої поверхні і відображення від місцевих предметів.

Розробка оптимальної, чи близькою до неї, схеми приймача по відношенню до його внутрішніх шумів і близьким до них за структурою є обов'язковою для кожного конструктора. Одночасно радіоелектронні пристрої та системи будуються так, щоб вони були захищені від дії не тільки найбільш ймовірних, але і найбільш небезпечних навмисних перешкод (РЕБ). Це робиться навіть в тих випадках, коли застосування засобів захисту є складними і дорогими.

Відомо, що захист від природних, взаємних і навмисних завад базується на різниці структури і закономірностей зміни параметрів, властивих корисним сигналам і сигналам, що заважають. Вона досягається шляхом запобігання перевантаження приймачів, компенсацією радіоперешкод, первинної, вторинної та функціональної селекції та адаптацією.

Запобігання перевантаження радіоприймача. Під час дії корисного сигналу спільно з завадою великої інтенсивності на радіоприймач його підсилювачі працюють в нелінійному режимі. Це призводить до спотворення огинаючої корисного сигналу. Коли завада досягає рівня, при якому підсилювачі періодично переходять від насичення до відсічки, настає перевантаження приймача. Воно є небезпечним при прийомі безперервних та імпульсних сигналів модульованих по амплітуді, а також немодульованих радіоімпульсів.

З метою усунення перевантажень радіоприймача і тим самим забезпечення збереження найсуттєвіших ознак корисного сигналу і ефективного використання засобів завадозахисту необхідно регулювати динамічний діапазон напруги, що діє на вході групи або кожного з підсилювачів приймача і представляє собою суміш корисного сигналу і завади. Для цього використовуються системи автоматичного регулювання рівнів (АРР) і підсилювачі з лінійно-логіфічними характеристиками. Серед систем АРР найбільш доцільні швидкодіючі. Це пояснюється тим, що завади можуть являти собою потужні імпульси з малою скважністю (переривчасті завади), а система АРР з великою постійною часу не в змозі різко змінювати підсилення приймача.

Компенсація радіозавад. Ідея про компенсацію радіозавад вперше була висловлена в 1942 р. При цьому, завдання про компенсацію радіозавад було поставлене і вирішене наступним чином. Крім основного приймача, що реагує

на суміш сигналу і завади, використовується додатковий (компенсаційний) приймач, антена якого сприймає тільки завади. Інтенсивності і фази завад в компенсаційному і основному приймачах встановлюються однаковими і протилежними відповідно. В результаті, завада на виході основного приймача компенсується, а корисний сигнал залишається неспотвореним.

Така постановка і рішення задачі про компенсацію завад є класичною і повністю відповідає випадку, коли основний і компенсаційний приймачі здійснюють лінійні перетворення діючих сигналів і завад.

Викладене вище математичне завдання ставиться наступним чином. На вході основного приймача є адитивна суміш $u_{ex}(t) = u_{c0}(t) + u_{n0}(t)$ корисного сигналу $u_{c0}(t)$ і перешкод $u_{n0}(t)$, а на вхід компенсаційного приймача надходить тільки завада $u_{nk}(t)$, функціонально пов'язана з $u_{n0}(t)$.

Якщо належним чином підібрати оператори O_0 і O_k , що характеризують процеси в лінійних перетворювачах напруги $u_{ex}(t)$ і $u_{nk}(t)$ відповідно, то можна домогтися того, що

$$\Delta u(t) = O_0\{u_{ex}(t)\} - O_k\{u_{nk}(t)\} = O_0\{u_{c0}(t)\}, \quad (5.1)$$

де $O_0\{u_{ex}(t)\} = O_0\{u_{c0}(t)\} + O_0\{u_{n0}(t)\}$ — корисний сигнал і завада на виході основного каналу, а $O_k\{u_{nk}(t)\}$ — вихідна завада компенсаційного приймача.

Оскільки оператор O_0 відомий, то відновлення сигналу $u_{c0}(t)$ не представляє ніякої складності. На практиці корисний сигнал і завада можуть діяти як одночасно, так і в різний час. Останнє характерно для імпульсних радіоелектронних пристроїв, схильних до дії імпульсних завад, які утворюються на інтервалах часу, де відсутній корисний сигнал.

В таких умовах можлива компенсація завад як на основі класичного методу - амплітудно-фазового або когерентного, коли основний і компенсаційний приймачі є лінійними перетворювачами, так і методом компенсації завад після попереднього формування їх огинаючої, що має назву амплітудний або некогерентний.

Розглянуті вище методи компенсації завад, які в даний час мають значне число схемних реалізацій, широко відомі для компенсації завад, що діють по бічних пелюстках діаграми направленості основних прийомних антен. Істотною при цьому є вимога наявності в радіоелектронному пристрої двох приймачів. Один з них повинен приймати тільки завади, а інший — завади та корисний сигнал.

Компенсація завад також можлива і при використанні лише однієї антени та одного радіоприймача. Обов'язковою умовою при цьому є те, що корисний сигнал і завада представляють собою імпульси з періодом проходження T_u , що виникають на цьому інтервалі в різний час. Крім цього, інтенсивності корисного сигналу і завади в часі повинні змінюватися і залишатися постійними відповідно. Математично ця умова характеризується тим, що вхідний сигнал дорівнює:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) \text{ при } \tau_0 + kT_i \leq t \leq \tau_0 + \tau_i + kT_i, \quad (5.2)$$

$$u_{\text{вх}}(t) = u_n(t) \text{ при } \tau_{n0} + kT_i \leq t \leq \tau_{n0} + \tau_n + kT_i, \quad (5.3)$$

де $u_{\text{вх}}(t) = 0$ при інших значеннях t ;

τ_0 — момент виникнення першого імпульсу, що характеризує корисний сигнал;

τ_i — тривалість корисного імпульсу; τ_{n0} — момент виникнення першого імпульсу завади; τ_n — тривалість імпульсу завади;

k — ціле число, що набуває значень $0, 1, 2 \dots$;

$u_c(t)$ — функція, що характеризує закон зміни корисного сигналу в часі, причому амплітуда цього сигналу змінюється за час T_i ;

$u_n(t)$ — функція, що визначає закон зміни завади в часі, причому на відміну від $u_c(t)$ амплітуда $U_n(t)$ імпульсу завади $u_n(t)$ за період T_i одна і та ж.

Якщо в приймачі, на який діють завади, мати пристрій, що здійснює затримку напруги $u_{\text{вх}}(t)$ на T_i і формує сигнал

$$u_{\text{ex}}(t - T_i) = u_c(t - T_i) + u_n(t - T_i), \quad (5.4)$$

то подавши $u_{\text{вх}}(t)$ і $u_{\text{ex}}(t - T_i)$ на віднімаючий пристрій можна отримати різні напруги, що характеризують вільний від завад корисний сигнал.

$$\Delta u(t) = u_{\text{ex}}(t) - u_{\text{ex}}(t - T_i) = u_c(t) - u_c(t - T_i), \quad (5.5)$$

Розглянутий вище метод компенсації завад, заснований на тому, що завада є періодичною та не перекривається, прийнято називати методом черезперіодної компенсації.

Можлива також компенсація завад шляхом їх декореляції. Сутність цього методу зводиться до наступного. Нехай є суміш $u_{\text{вх}}(t) = u_{c0}(t) + u_{n0}(t)$ корисного сигналу $u_{c0}(t)$ і завади $u_{n0}(t)$ на виході основного приймача та опорна напруга $u_{\text{оп}}(t)$, що формується допоміжним приймачем. Для конкретності

подальшого викладення будемо вважати, що приймач реагує на безперервні в часі сигнали, а $u_{on}(t)$ — характеризує не спотворену завадами опорну напругу, що виробляється передавачем станції завад.

Маючи в розпорядженні $u_{on}(t)$, можна утворити заздалегідь відому напругу $u_{оп}(t)$, що відрізняється, наприклад, по фазі, від $u_{on}(t)$. В результаті спільного перетворення $u_{on}(t)$ і $u_{ex}(t)$ можна отримати дві напруги

$$u_1(t) = u_{c1}(t) + u_{п1}(t), u_2(t) = u_{c2}(t) + u_{п2}(t), \quad (5.6)$$

де $u_{п1}(t)$ і $u_{п2}(t)$ — некорельовані завади;

$u_{c1}(t)$ і $u_{c2}(t)$ — функціонально пов'язані корисні сигнали.

Складання або віднімання $u_1(t)$ і $u_2(t)$ (в залежності від конкретної задачі) призводить до виникнення напруг $u_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_2(t)$ або $u_{\Delta}(t) = u_1(t) - u_2(t)$. Інтенсивність завади в $u_{\Sigma}(t)$ і $u_{\Delta}(t)$ менше в порівнянні з складовою корисного сигналу, ніж у вихідній суміші $u_{ex}(t)$.

Первинна селекція. Під первинною селекцією розуміють виділення корисного сигналу з суміші його з завадами в різних елементах радіоприймача при використанні лише тих параметрів корисного сигналу, які обумовлюються принципом побудови радіотехнічного пристрою. Відповідно до цього розрізняють просторову, поляризаційну, частотну, фазову, тимчасову, амплітудну, структурну та комбіновану первинні селекції.

Просторова селекція забезпечується антеною. Чим вужча її діаграма спрямованості та менший рівень бічних пелюсток, тим вище просторова селекція. Ця селекція дає можливість вести боротьбу з багатоточковими завадами, тобто завадами, що створюються декількома рознесеними в просторі джерелами. Однак неминуча наявність бічних пелюсток не дозволяє повністю позбутися від впливу таких завад.

Поляризаційна селекція ґрунтується на відмінності поляризації прийнятих сигналів і завад. Вона використовується для боротьби як з природними, так і організованими завадами. Поляризаційна селекція організованих завад може бути пасивною і активною. Перша з них досягається узгодженням поляризації сигналу і антени, а друга забезпечується поляризаційним фільтром і є ефективним засобом боротьби з кросполяризаційною завадою.

Поляризаційний фільтр являє собою сітку з близько розташованих один від одного паралельних дротів або металевих пластин. Ця сітка, що встановлюється в розкриві антен, відбиває радіохвилі з площиною поляризації паралельною осям дротів (або пластин), і є прозорою для хвиль з ортогональною поляризацією.

Роль поляризаційного фільтра може виконувати також і відбивач антени, якщо його зробити прозорим для завадових сигналів. Можливі й інші види поляризаційних фільтрів.

Первинна частотна селекція ґрунтується на відмінності спектрів корисного сигналу і завади. Вона забезпечується переналаштуванням і максимально можливим звуженням смуги пропускання приймача. У кутомірних пристроях з конічним скануванням застосовується, крім того, перебудова частоти сканування $F_{ск} = \frac{\Omega_{ск}}{2\pi}$, що дозволяє усувати або істотно зменшувати вплив прицільних і загороджувальних перешкод по $F_{ск}$. Ці завади є безперервними або імпульсними сигналами несучої частоти, модульовані по амплітуді гармонійною напругою з частотою $F_{ск}$ або шумом, спектр якого розташовується навколо $F_{ск}$. Звуження смуги пропускання приймача досягається за допомогою високочастотних систем стабілізації частоти випромінюваних коливань і підстроювання частоти гетеродинна в радіоприймачі, а також системами стеження за доплерівським зсувом частоти.

Первинна частотна селекція найбільш ефективно дозволяє вести боротьбу з активними і пасивними маскуючими завадами. Вона також сприяє повному усуненню або суттєвому зменшенню впливу відбивання сигналу від підстильної поверхні і місцевих предметів.

При фазовій первинній селекції враховується відмінність фазово-частотних характеристик у прийнятих корисних сигналах і діючих радіозавадах. Така селекція здійснюється системами фазового автопідстроювання частоти, які повністю придушують завади, ортогональні по фазі з опорним сигналом та істотно зменшують потужність широкосмугових шумових завад на виході радіоприймача. Ослаблення впливу широкосмугових завад при фазовій селекції пояснюється тим, що в складі цих завад містяться складові, фази яких співпадають і ортогональні по фазі з опорним сигналом.

Первинна часова селекція ґрунтується на можливості розрізнити імпульсні сигнали і завади по тривалості і моментам їх появи в часі, а також за частотою повторення імпульсів. Ця селекція здійснюється автоселекторами імпульсів по тривалості, їх положенню в часі і частоті проходження.

Автоселектор імпульсів по тривалості пропускає сигнали, час дії яких лежить в заздалегідь встановленому діапазоні. Через всякого роду нестабільності цей діапазон трохи перевищує тривалість імпульсних сигналів, що не дозволяє придушувати завади повністю.

Селекція імпульсів по частоті їх проходження (повторення) F_i здійснюється пристроєм, що містить схему И і лінію затримки. Остання затримує

вихідні сигнали на час $T_i = \frac{1}{F_i}$. Затримані і незатримані імпульси подаються на схему И, яка пропускає лише імпульси з періодом повторення T_i і є розімкненим ключем для завадових імпульсів, якщо їх частота повторенням не дорівнює F_i . Автоселектори імпульсів по тривалості і частоті повторення придатні для застосування у всіх типах радіотехнічних пристроїв, передавачі яких випромінюють періодично імпульсні сигнали з незмінними тривалості.

Первинна часова селекція імпульсів за станом реалізується в імпульсних автодалекомірах, сигнали яких застосовуються для стробування (відмикання) радіоприймачів на час дії прийнятих корисних імпульсів. Такі автодалекоміри забезпечують захист як від імпульсних завад, синхронних по періоду повторення з корисними імпульсами, але відрізняються від останніх за моментами виникнення, так і від завад, що виникають при відбитті радіосигналів.

Виділення корисних сигналів від перешкод по відмінності їх інтенсивності на вході радіоприймача або будь-якого іншого його елемента прийнято називати **первинною амплітудною селекцією**.

Найбільш просто відсіваються завади, які менш інтенсивні, ніж корисний імпульсний сигнал на вході приймача і не збігаються з ним за часом. Для цього достатньо використовувати обмежувач знизу. Подібний обмежувач часто використовують також у безперервних системах. Щоб обмежувач знизу незначно спотворював передану інформацію, потрібно підвищувати потужність передавача.

В імпульсних радіоелектронних системах крім обмежувачів знизу можуть застосовуватися селектори імпульсів за рівнем, що виключають проходження завадових імпульсів, амплітуда яких перевищує рівень корисного сигналу. Робота селектора імпульсів за рівнем заснована на використанні обмежувача знизу, що виділяє лише імпульси завади, і схеми НЕ. На цю схему подаються вихідні імпульси обмежувача і суміш корисного сигналу з завадою. При одночасній дії двох сигналів на схему НЕ її вихідний ефект виявляється рівним нулю, внаслідок чого вона пропускає тільки повні сигнали. В реальних умовах повне усунення завади не забезпечується. Однак їх вплив може бути істотно знижений. Амплітудна селекція досягається також методом накопичення і шляхом кутового стробування.

Суть методу накопичення, який придатний для всіх типів радіотехнічних пристроїв, зводиться до того, що рішення про наявність сигналу приймається не відразу після його надходження в приймач, а через деякий, порівняно тривалий, час T_n . Величина T_n вибирається так, щоб можна було виявити статистичні властивості діючої завади.

Накопичення сигналу в імпульсних системах здійснюється суматорами, а в системах з безперервним випромінюванням – інтеграторами. Суматори і інтегратори зменшують ефективність широкосмугових шумових завад.

Це пояснюється тим, що сигнали, які накопичуються, є когерентними, а шуми підсумовуються енергетично. Накопичення імпульсного сигналу протягом n періодів його повторення покращує відношення потужностей сигналу і шумової завади в раз в порівнянні з тим, що має місце на вході суматора (або інтегратора); причому для інтегратора еквівалентом n є величина $\frac{T_H}{\tau_K}$, де τ_K — час кореляції перешкод.

Поряд з часовим накопиченням можливе також частотне і кодове дублювання. Якщо при тимчасовому дублюванні сигнали передаються послідовно в часі, то частотне дублювання характеризується передачею даного повідомлення одночасно на декількох несучих частотах. При кодовому дублюванні кожне повідомлення відображається відповідною кодовою комбінацією імпульсів, яка одночасно або послідовно в часі повторюється декілька разів.

Кутове стробування є засобом, що забезпечує підвищення роздільної здатності радіотехнічного пристрою по кутових координатах завдяки спеціальній обробці сигналів у приймачі. Тому з'являються додаткові можливості боротьби з радіозавадами.

Структурна селекція ґрунтується на відмінності структури завад і корисних сигналів. При цьому структура останніх залежить від видів модуляції, що використовуються. Так, відомі в радіолокації імпульсні сигнали з лінійною частотною модуляцією несучої частоти, дозволяють реалізувати принцип стиснення на приймачі. Відповідно до цього принципу імпульс великої тривалості із заздалегідь відомим законом зміни його несучої частоти перетвориться в вузький імпульс. Оскільки окремі напівхвилі корисного імпульсу пов'язані між собою жорсткою функціональною залежністю, а завади (наприклад, шумові) є випадковими, накопичення останніх в процесі стиснення відбувається відносно слабо. У той же час амплітуда вузького імпульсу істотно зростає в порівнянні з амплітудою широкого імпульсу.

Вторинна селекція. Вторинна селекція пов'язана з контролем супутніх параметрів сигналу, які формуються при спеціальному його кодуванні на передавальній стороні, щоб підвищити стійкість перед завадами приймального пристрою. Це означає, що для здійснення вторинної селекції потрібне додаткове збільшення енергії випромінюваних коливань. Розрізняють частотну, фазову, часову, амплітудну та структурну вторинні селекції.

Частотна вторинна селекція забезпечується модуляцією несучого сигналу додатковими піднесівними коливаннями. Так, наприклад, безперервний сигнал підсвітки цілі для напівактивної головки самонаведення може модулюватися по частоті «далекомірним» синусоїдальною напругою, а в системах багатоканальної радіозв'язку і командних радіолініях управління часто використовується частотне розділення каналів, що досягається за допомогою спеціальних піднесівних коливань, що відрізняються по частоті. Завдяки вторинній частотній селекції знижується рівень шумових завад.

Для реалізації вторинної структурної селекції, заснованої на аналізі відеосигналів приймача, використовуються не тільки супутні параметри сигналів, але і додаткові сигнали. В даний час розрізняють вторинну структурну селекцію без зворотного зв'язку і зі зворотним зв'язком. Перша забезпечується тим, що сигнали, що випромінюються є кодовими групами імпульсів з відомою на приймальній стороні структурою. Для цього можуть використовуватися надлишкові числові і різного роду нечислові коди, а також квазівипадкові сигнали. Серед надлишкових двійкових кодів широко відомі коди з виявленням помилок, коди з одночасним виявленням і виправленням помилок, а також нечислові коди, типовим представником яких є тимчасовий код, який представляє собою групу імпульсів з заздалегідь відомими інтервалами між ними.

Якщо структура прийнятого сигналу після перетворення його в відеоімпульси відрізняється від сигналу, сформованого в передавачі, то при селекції без зворотного зв'язку фіксується наявність завади і на виконавчий пристрій напруга не подається.

Селекція без зворотного зв'язку може бути застосована в будь-якому радіотехнічному пристрої і доцільна для боротьби з імпульсними маскуючими завадами. При структурній селекції зі зворотним зв'язком крім контролю за структурою вихідних сигналів радіоприймача здійснюється усунення помилок в передачі повідомлень (наприклад, команд управління). Це досягається застосуванням систем двостороннього радіозв'язку (системами зі зворотним зв'язком).

Метод структурної селекції зі зворотним зв'язком можна реалізувати лише в радіопристроях зв'язку (радіолініях передачі команд, системах передачі даних, радіотелефонних станціях, неавтономних засобах радіонавігації і т. п.) при передачі лише дискретних повідомлень. Структурна селекція зі зворотним зв'язком дозволяє боротися з імпульсними маскуючими завадами.

Адаптація до радіозавад. Адаптація (приспособлення до зовнішніх умов) передбачає зміну структури і параметрів об'єкта, що захищається для

функціонування в умовах дії завад будь-якого виду. В даний час проблема адаптації радіо та радіотехнічних засобів при урахуванні дії на них спеціально організованих радіозавад посилено вивчається.

Так, добре відома система автоматичного регулювання шумів (САРШ) здійснює адаптацію приймача, підтримуючи на його виході незмінним рівень помилкових тривог при дії широкосмугових шумових завад.

5.4. Порядок обґрунтування оптимальних радіозавад для радіоподавлення засобів спеціального зв'язку.

Радіоелектронні завади – це невражаючі електромагнітні або акустичні випромінювання, які виключають або погіршують якість функціонування радіоелектронних систем і засобів.

За своїм походження вони діляться на природні (завади природного походження) і штучні (завади, які створюються за допомогою штучних джерел). Останні в свою чергу діляться на навмисні і ненавмисні (які не призначаються для подавлення). Навмисні завади класифікуються, як правило, за способом їх створення, характеристиками завад, а також іншими ознаками, табл. 5.1.

Об'єктами впливу навмисних завад можуть бути системи і засоби, які працюють з використанням різних фізичних полів (в першу чергу електромагнітного (радіо і оптичного діапазонів).

В залежності від наявності джерела енергії в засобах РЕП, за допомогою яких створюються завади, вони розділяються на активні, пасивні, комбіновані.

Активні завади – це випромінювана електромагнітна, або гідроакустична енергія, створена засобами РЕП.

Вони можуть бути створені наземними, корабельними та літаковими станціями завад (РЕБ), імітаторами шумів підводних човнів (гідроакустичне подавлення) і т.п.

Активні завади (ті, що маскують або імітують) можуть бути створені у відповідь на кожний сигнал РЕЗ, що зондує, або бути загороджувальними за часом, табл.5.1.

Пасивні завади створюються за рахунок зовнішньої для джерел завад енергії. Вони створюються перевипромінювачами (антенні ретрансляційні решітки, дипольні, кутові, діелектричні, лінзові перевипромінювачі), масками – екранами, протирадіолокаційними та протигідроакустичними покриттями і засобами, зміною електричних властивостей середовища (засоби, які іонізують зони атмосфери) та зміною прозорості атмосфери (димові та газові завіси) і т.п.

Комбіновані завади – це комплекс пасивних і активних завад. Дуже ефективними завадами є пасивні дипольні завади підсвічені широкосмуговою активною завадою.

Таблиця 5.1 – Класифікація навмисних радіоелектронних завад

Ознака класифікації	Види завад
Вид випромінювання	Радіозавади, оптико-електронні, гідроакустичні завади.
Способи формування Характер впливу на об'єкт.	Активні, пасивні, змішані. Ті, що маскують (подавляють) або імітують (дезінформують).
Метод наведення параметрів завад.	Прицільні, загороджувальні.
Часова структура випромінювання.	Неперервна, квазінеперервна, імпульсна, імпульсні завади у відповідь (однократні, багатократні).
Способи взаємодії з корисними сигналами.	Адитивні, мультиплікативні (модуючі)

За характером впливу на об'єкт подавлення розрізняють: завади, що маскують (подавляють) і імітують (дезінформують).

Завада, що маскує, сприймається як фон, що заважає виявленню і виділенню (селекції) сигналів, їх розпізнаванню і визначенню параметрів. Такі завади, впливаючи на приймальні пристрої РЕЗ, маскують сигнали в шумах, що аналогічні шумам підсилювачів. Така завада призводить до зменшення і затримки корисної інформації в системах управління противника. З підвищенням потужності завад їх властивості з маскування зростають.

Завади, що імітують, за своєю структурою аналогічні корисним сигналам, тому вони сприймаються в РЕЗ, як сигнал від цілі. Таким чином, в систему управління вноситься хибна інформація. Така інформація створює в кінцевих пристроях (індикаторах) засобів, що подавляються, сигнали або відмітки від оманних цілей, подібні до реальних, знижує при цьому пропускну здатність системи, вводить в оману операторів, приводить до втрати частини корисної інформації, збільшує вірогідність оманної тривоги. Впливаючи на засоби управління військами, вона зриває автоматичне супроводження цілей по одному або декільком параметрам, перенацілює їх на імітовані цілі, викликає помилки при супроводженні цілі.

В залежності від методу наведення параметрів завади на аналогічні параметри сигналу РЕЗ, що подавляються, навмисні завади можуть бути прицільними або загороджувальними.

Як правило, створюються прицільні завади за частотою і за напрямком.

Для подавлення КХ і УКХ зв'язку використовують прицільні по частоті завади (в цих діапазонах використовуються слабо спрямовані антени). А для подавлення РЕЗ в більш високочастотних діапазонах використовуються прицільні завади за напрямком. Завади вважаються:

прицільними за частотою у випадках, якщо $\Delta fn \cong 1 \div 2 \Delta fnp$ (Δfn - ширина спектру завади, а Δfnp - ширина пропускання приймача РЕЗ);

загороджувальними, коли $\Delta fn \cong 10 \div 20 \Delta fnp$.

По часовій структурі випромінювання навмисні завади діляться на:

неперервні;

квазінеперервні - завади випромінюються з невеликими перервами на прийняття сигналу РЕЗ.

Завади, що формуються у відповідь на прийнятий сигнал від РЕЗ, що подавлюється, називаються завадами у відповідь. Такі завади для імпульсних РЕЗ можуть бути однократними або багатократними. В свою чергу в залежності від часу приймання імітованого сигналу і сигналу РЕЗ завада у відповідь може бути такою, що випереджає або запізнюється. В залежності від закону зміни затримки між прийняттям сигналу і випромінюванням завади можна формувати заваду, що відводить або за дальністю або за швидкістю.

Дуже важливим фактором при відокремленні сигналів від завад, є взаємодія їх на виході пристрою, що подавлюється. Так, наприклад, якщо завадовий сигнал поступає незалежно від корисного і додається в процесі обробки, то така завада називається адитивною. Завади, що впливають на фізичні поля, які використовуються для отримання інформації, і такі, що містять корисний сигнал, є мультиплікативними (моделюючими).

Вплив завад на радіоелектронні засоби призводить до втрати корисної інформації, отримання хибної інформації або отримання корисної інформації з підвищеними помилками. Часткова або повна втрата корисної інформації та отримання хибної є наслідком:

ослаблення корисного сигналу при його взаємодії з завадою в елементах радіоелектронного пристрою;

маскування корисного сигналу, яка полягає у тому, що корисний сигнал, змішуючись з завадовим, втрачає властиві йому характеристики та не може бути виділений, хоча він також досягає вихідного пристрою, як і за відсутності завади; впливу завад, які несуть хибну інформацію.

Ослаблення та маскування корисного сигналу, які мають місце при його взаємодії з завадою в елементах радіоелектронного пристрою, визначаються видом сигналів та параметрами елементів радіоелектронного пристрою.

Всі елементи радіоелектронних пристроїв поділяються на лінійні та нелінійні. До лінійних звичайно відносяться антенно-фідерна система, підсилювач високої частоти (ПВЧ), перші каскади підсилювача проміжної частоти (ППЧ) та відеопідсилювача (ВПЧ) або підсилювача низької частоти (ПНЧ), а також деякі системи кінцевих пристроїв.

Проходження завад та корисних сигналів через лінійні елементи радіоелектронних пристроїв може розглядатися незалежно. Тому ослаблення корисного сигналу в цих елементах радіоелектронних пристроїв відбуватися не буде. Втрата корисної інформації в лінійних ланцюгах радіоелектронних пристроїв може мати місце тільки за рахунок маскуванню завадою тих параметрів сигналу, які несуть корисну інформацію.

Ослаблення корисного сигналу може спостерігатися тільки в нелінійних елементах радіоелектронних пристроїв. До таких елементів відносяться останні каскади підсилювачів високої, проміжної, та низької частоти (при впливі потужних завад), детектори, інерційні системи АРП, пристрої з логарифмічною амплітудною характеристикою, обмежувачі та інші подібні елементи кінцевих пристроїв.

Ефект впливу хибних сигналів проявляється звичайно в кінцевих системах радіоелектронних пристроїв та визначається характером закладеної в них хибної інформації. Взаємодія завади з корисним сигналом в елементах радіоелектронного пристрою може бути при цьому повністю відсутня.

Умови оптимальності (квазіоптимальності) завадового сигналу для подавлення радіозв'язку. Відомо, що оптимальна завада для конкретного виду сигналу і відомого способу його прийому (обробки) повинна мати конкретно визначену структуру.

Взагалі, з точки зору теорії, однією з найбільш ефективних є завада, кожна складова структури якої цілком збігається з відповідною складовою структури корисного сигналу, але має протилежну фазу.

При одночасному надходженні такої завади і сигналу на вхід приймача сигнал буде повністю компенсований, і на виході його не буде. Крім того, для подавлення дискретних видів зв'язку з пасивною паузою (наприклад, слуховий радіозв'язок з використанням коду Морзе) теоретично оптимальною буде дискретна завада, у якої імпульс збігається з паузою сигналу. У результаті впливу такої завади одержимо неперервний сумарний сигнал, що ніякої інформації не несе. Однак на практиці для створення такої завади необхідно, насамперед, заздалегідь знати, що буде передавати противник, а це неможливо.

Тому на практиці використовують завади, структура яких змінюється за випадковим законом. Загальний підхід до визначення необхідної спектральної структури таких завад полягає в наступному.

Усі параметри, що характеризують сигнал, що подавляється, умовно можна розділити на розпізнавальні й інформаційні. До розпізнавальних відносяться ті параметри, що служать для розпізнавання і виділення саме цього сигналу з множини інших сигналів. Ці параметри безпосередньо для передачі інформації не використовуються. Такими параметрами є номінал несівної частоти, тривалість імпульсу, довжина кодової комбінації, правила побудови сигналу і т.п., але тільки для випадку, коли ці параметри не модулюються повідомленням.

До інформаційних ж відносяться ті параметри, що характеризують саме повідомлення. Ці параметри змінюються відповідно до переданого повідомлення. Такими параметрами є миттєве значення частоти при частотній маніпуляції, тривалість імпульсу при імпульсно-широтній модуляції та інші.

Усі параметри сигналу в більшості випадків абоненту відомі і можуть використовуватися для виділення (селекції) сигналу з завад. Але на практиці для селекції сигналу, як правило, використовуються лише розпізнавальні параметри.

Очевидно, що якщо який-небудь зазначений параметр завади буде збігатися з відповідним параметром сигналу, то селекція останнього по цьому параметру виявиться ускладненою або навіть неможливою.

Як відзначалося вище, практично створити заваду, усі параметри якої (частота, фаза, амплітуда, тривалість елементарних посилок) точно збігалися б з відповідними параметрами сигналу, неможна. Тому на практиці прагнуть досягти того, щоб розпізнавальні параметри завади збігалися б більш точно з відповідними параметрами сигналу, а характер зміни інформаційних параметрів завади був би подібним до характеру змін інформаційних параметрів сигналу. Іншими словами, статистична структура завади повинна бути подібна до структури сигналу, що подавляється.

Способи радіоподавлення засобів радіозв'язку. Для подавлення засобів радіозв'язку можуть використовуватись три основні способи РЕП, а саме:

- створення завад, що маскують;
- вплив на середовище розповсюдження електромагнітних хвиль;
- створення завад, що імітують.

Два перших способи дозволяють зменшити кількість, швидкість передачі інформації, а завади, що імітують, вносять хибну інформацію в повідомлення.

Для подавлення засобів радіозв'язку в теперішній час найбільше поширення знайшов спосіб створення активних завад, що маскують. Тому головну увагу доцільно звернути на цей спосіб РЕП.

В загальному випадку ефективність радіозавад залежить від багатьох факторів. До основних з них відносяться:

відношення напруг завади і сигналу на вході приймача, що подавляється - (U_n/U_c) ;

неточність (помилка) у суміщенні спектрів завади і сигналу (Δf);

неспівпадіння виду завади з видом передачі повідомлення;

тривалість радіопередачі, що підлягає подавленню;

час реакції станції завад тощо.

Ступінь викривлення, тобто ефективність подавлення повідомлення, у різній мірі залежить від зазначених факторів. Однак теоретичні дослідження і досвід радіоподавлення показують, що для того, щоб імовірність подавлення повідомлення була досить високою, необхідно, щоб усі приведені фактори були в межах визначених (граничних) значень.

Іншими словами можна сказати, що для забезпечення високого ступеню ймовірності подавлення радіозв'язку необхідно виконати наступні умови гарантованого подавлення: часову; частотну; енергетичну та умову щодо виду передачі.

Умови гарантованого подавлення радіозв'язку.

Часова умова гарантованого подавлення радіозв'язку. Вихід в ефір (на зв'язок) радіостанцій – це імовірнісний процес. В залежності від умов підготовки або ведення бойових дій інтенсивність радіообміну може зростати або спадати, тому можна застосовувати прицільні або загороджувальні завади за часом. Загороджувальні завади за часом є менш ефективними за рахунок можливостей їх передчасної розвідки і переходу на інші запасні робочі частоти. Окрім того, вони не є ефективними з точки зору енергетичних витрат на подавлення. Тому більш доцільними є завади, прицільні за часом.

Такі завади застосовуються після попереднього визначення початку роботи радіолінії. У зв'язку з цим існує таке поняття, як час реакції станції завад.

Час реакції станції завад - це час від моменту визначення початку роботи каналу зв'язку до моменту початку його подавлення. Цей час (t_{pn}) характеризує швидкодію засобів розвідки і завад. Чим менше цей час, тим, при інших рівних умовах, вище імовірність подавлення повідомлення. Досвід створення радіозавад показує, що при впливі на змістовну частину радіограми повідомлення не можна розібрати, якщо завадами подавлено не менше половини тривалості передачі. Іншими словами, для надійного подавлення час реакції

станції завад повинен бути не більше половини тривалості передачі повідомлення (Т). При впливі завад на адресну частину повідомлення або по іншим коротким службовим частинам радіограми час реакції станції завад повинен бути ще меншим. Ідеальна прицільна за часом завада - це та, яка подавляє адресну (службову) частину радіограми (наприклад, по сигналам автостопу, синхронізації та ін.)

Частотна умова гарантованого подавлення радіозв'язку. Як вже відмічалось вище, в залежності від співвідношення ширини спектру радіозавади і смуги пропускання лінії радіозв'язку, що подавляється, завади діляться на загороджувальні та прицільні. Загороджувальні завади мають ширину спектру, яка в десятки разів перевищує ширину смуги пропускання приймачів радіостанцій. Основним обмеженням при широкому застосуванні таких завад є мала спектральна щільність потужності завад (вона обернено пропорційна ширині спектру завади). Більш ефективною з точки зору енергії є прицільні за частотою завади. Вони можуть бути прицільними за несучою частотою, за шириною спектру, за частотою модуляції, за доплерівською частотою.

Помилка в суміщенні спектра прицільної завади зі спектром сигналу (Δf), якщо вона не перевищує допустимого значення, майже не впливає на імовірність подавлення. При значеннях, що більші за допустиму величину, для збереження тієї ж імовірності подавлення повідомлення, потрібно значне збільшення відношення потужності (амплітуди) завади і сигналу на вході приймача, що подавляється. Однак, це не завжди можна виконати.

Дослідженнями доведено, що допустима помилка в суміщенні спектрів завади і сигналу ($\Delta f_{\text{пр}}$) на вході приймачів засобів радіозв'язку не повинна перевищувати 15—25% ширини спектра сигналу (ΔF_c) тобто $\Delta f_{\text{пр}} < (0,15—0,22) \Delta F_c$. Якщо помилка така, що частина спектра сигналу не накривається завадою, то в ряді випадків, відфільтрувавши заваду, можна по залишку спектра сигналу забезпечити досить якісний прийом інформації.

Енергетична умова гарантованого подавлення радіозв'язку. У залежності від взаємного розташування передавальної, приймальної радіостанцій та станції радіозавад дуже важливою умовою є виконання енергетичної умови, сутність якої полягає в тому, щоб енергія сигналу завади на вході приймача ($E_{\text{п.вх}}$), що подавляється, була в k раз більшою за енергією корисного сигналу (або рівною) на вході того ж приймача ($E_{\text{с.вх}}$):

$$E_{\text{п.вх}} \leq K_{\text{п}} E_{\text{с.вх}} \quad (5.7.)$$

Створення активних завод достатньої інтенсивності вимагає, як правило, великих енергетичних витрат. Тому на практиці створення завод прагнуть до нанесення противнику заданого інформаційного збитку при мінімальних енергетичних витратах. Для цих цілей служить енергетична характеристика завод, що маскують - **коефіцієнт подавлення** ($K_{\text{п}}$).

Коефіцієнтом подавлення називається мінімально необхідне відношення енергії сигналу заводи до енергії сигналу, що подавляється, на вході приймального пристрою в смузі пропускання його лінійної частини, при якому забезпечується заданий інформаційний збиток (наприклад, задана ймовірність подавлення радіопередачі, задана ймовірність помилки на біт інформації, задане скорочення дальності зв'язку та інше). Таким чином $K_{\text{п}}$ характеризує ступінь енергетичних витрат передавача завод, при якому досягається задана ефективність.

У багатьох випадках сигнали, що подавляються, і дискретні заводи можна розглядати, як імпульси прямокутної форми. У цих випадках коефіцієнт подавлення виражається через відношення пікових потужностей, а для сигналів довільної форми - через середні значення потужностей:

$$K_{\text{пP}} = (P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вх}} \quad (5.8)$$

При подавленні радіозв'язку коефіцієнт подавлення зручно виражати через напруги ($U_{\text{п}}$, $U_{\text{с}}$) або напруженості ($E_{\text{п}}$, $E_{\text{с}}$). Це пояснюється тим, що в діапазоні довгих, коротких та ультракоротких хвиль їх простіше виміряти:

$$K_{\text{пU}} = (U_{\text{п}}/U_{\text{с}})_{\text{вх}}, K_{\text{пE}} = (E_{\text{п}}/E_{\text{с}})_{\text{вх}} \quad (5.9)$$

Коефіцієнт подавлення залежить від виду (спектральної структури) заводи і сигналу, методу обробки сигналу в процесі його прийому, надлишковості кодів і деяких інших параметрів, що характеризують заводозахищеність РЕЗ.

Розглянемо на практичні аспекти визначення параметрів оптимальної (відносно виду передачі, коефіцієнту подавлення, допустимої помилки суміщення спектрів заводи і сигналу) заводи відповідно до різних видів передач радіозв'язку.

Задача 5.1. Визначити параметри оптимальної радіозаводи для подавлення радіоприймачів частотно-маніпульованих сигналів.

Одним із основних способів передачі інформації в радіозв'язку є двухпозиційна частотна телеграфія (ЧТ). При двухпозиційній радіотелеграфії «натиснення» ключа (посилці) відповідає випромінювання коливання на деякій

частоті f_1 а “відтиснення” (паузі) — випромінювання на іншій частоті f_2 . Це дозволяє розглядати частотно-маніпульований сигнал як сукупність двох амплітудно-маніпульованих сигналів: одного на частоті «натискання» f_1 , другого – на частоті паузи f_2 . Кожний із двох сигналів несе повну інформацію про передане повідомлення, і ідеальний приймач може здійснювати безпомилковий прийом, якщо на одній з частот завада відсутня. Звідси випливає, що у випадку ідеального приймача оптимальна завада для частотно-маніпульованого сигналу повинна в кожен момент часу мати складові на обох частотах випромінювання f_1 і f_2 .

У реальних системах зв'язку приймальні пристрої не є ідеальними. Оскільки в кожен момент часу випромінюється тільки одна частота (або f_1 , або f_2), то за відсутності завад напруга на вході або виході детектора приймача буде завжди більша на тій частоті, що у даний момент випромінюється.

Тому сутність звичайних методів прийому ЧТ сигналів полягає в порівнянні напруг на частотах f_1 і f_2 і реєстрації сигналу на тій частоті, де напруга більша. Звідси випливає, що можна здійснити ефективно подавлення радіозв'язку не шляхом випромінювання завад одночасно на двох частотах, а створювати заваду лише на одній частоті, саме на тій, на якій сигнал у даний момент відсутній. Якщо при цьому завада буде більш сильна, ніж сигнал, то приймач зреагує на заваду, а не на сигнал.

Таким чином, коефіцієнт подавлення сигналів повинен для ЧТ хоча б незначно перевищувати одиницю. У реальних умовах через наявність ненавмисних шумів на вході приймача і недосконалість прийомних трактів подавлення повідомлення може мати місце вже при $K_{\Pi} = 0,8—0,9$.

Допустиму помилку в суміщенні частот завади і сигналу для ефективного подавлення частотно-маніпульованих сигналів можна визначити із виразу:

$$\Delta f_0 \leq 1/2(\Delta f_{\text{пр}} - 3,9S)f_0 \quad (5.10)$$

де, $\Delta f_{\text{пр}}$ – смуга пропускання приймача;

Δf_0 – математичне очікування розстроювання частоти завади;

$\sigma = S f_{\Pi} \approx S f_0$ – середньоквадратичне відхилення частоти завади відносно частоти сигналу;

S – відносна нестабільність частоти передавача завад.

Потрібно відзначити, що через нестабільність частоти передавача завад, що залежить від низки випадкових факторів (зміни температури, вологості, вібрації і т.д.), розстройка частоти завади щодо середніх частот каналів прийому

(f_1, f_2) , також є випадковою величиною, щільність імовірності якої змінюється по нормальному закону.

Сучасні радіопередавачі сигналів зв'язку і завад мають відносну нестабільність частоти 10^{-6} – 10^{-7} , а ширина смуги пропускання приймача при прийомі сигналів букводрукування зі звичайними швидкостями (45-50 бод) складає ($\Delta f_{\text{пр}} = 400$ - 750 Гц, тобто $2\Delta f_{\text{пр}} = 0,8$ - $1,5$ кГц). Тоді відповідно з формулою (5.10), допустима помилка суміщення частот завади і сигналу складе

$$\Delta f_0 \leq 0,5(400 \div 750) \text{ Гц} - 3,9(10^{-6} \div 10^{-7}) 3 \cdot 10^6 \text{ Гц} < 200 \div 300 \text{ Гц}. \quad (5.11)$$

Як бачимо, частота завади при подавленні частотно-маніпульованих сигналів (передач) може відрізнитися від основного розпізнавального параметра його несучої частоти на величину не більшу 200-300 Гц.

Кінцевий пристрій (у розглянутому випадку це найчастіше букводрукуючий апарат-телетайп) сконструйовано так, що знаки (букви, цифри) будуть видрукувані правильно, якщо тривалість елементарних посилок, що утворюють код цих знаків, буде відрізнитися від стандартної не більше, ніж на визначену частину, названу виправляючою здатністю апарата (μ).

Для збою посилок сигналів частіше за все використовуються завади з хаотичною зміною частоти маніпуляції. Основними характеристиками такої завади є:

F_{M0} – математичне очікування (середнє значення) частоти маніпуляції завади;

$\sigma_{\text{п}}$ – стандартне відхилення частоти маніпуляції завади.

Їх можна знайти із виразів:

$$F_{M0} \leq F_c / \mu - 3,9\sigma_{\text{п}} ; \sigma_{\text{п}} \leq F_c / 7,8\mu. \quad (5.12)$$

Як приклад, визначимо оптимальну частоту маніпуляції завади для подавлення букводрукувального каналу, швидкість передачі V в якому складає 50 бод, а виправляюча здатність телеграфного апарата $\mu = 37\%$.

Тривалість елементарної послілки τ_c і частота маніпуляції сигналу F_c у цьому випадку складають:

$$\tau_c = \frac{1000 \text{ мс}}{V \text{ бод}} = \frac{1000 \text{ мс}}{50 \text{ бод}} = 20 \text{ мс}, \quad (5.13)$$

$$F_c = \frac{1}{2c_c} = \frac{1}{2,2c} = 25 \text{ Гц.}$$

По формулі (3.7) стандарт відхилення:

$$\sigma_{\Pi} \leq \frac{F_c}{7,8\mu} = \frac{25\text{Гц}}{7,8 \cdot 0,37} \approx 8,7 \text{ Гц.} \quad (5.14)$$

Відповідно до (5.12) оптимальна частота маніпуляції дорівнює:

$$F_{\text{мо}} = \frac{25\text{Гц}}{0,37} = 3,9 \cdot 8,7 \text{ Гц} \approx 33 \text{ Гц.} \quad (5.15)$$

Таким чином, при подавленні частотно-маніпульованого сигналу $K_{\Pi} = 0,8-0,9$, оптимальна завада за структурою подібна до сигналу, що подавляється, а частота її маніпуляції перевищує на 20-25% частоту маніпуляції сигналу.

Задача 5.2. Визначити параметри оптимальної радіозавади для подавлення радіоприймачів радіотелефонного зв'язку.

При радіотелефонному зв'язку кінцевим пристроєм, що реагує на прийнятий сигнал, є вухо людини. Тому при визначенні параметрів оптимальної завади для телефонних радіоканалів необхідно враховувати фізіологічні особливості слуху.

До таких особливостей відносяться, насамперед, експериментально встановлені властивості, що стосуються розбірливості мови. Так, дослідним шляхом встановлено, що якщо 70% слів нерозбірливі (мовна артикуляція менша за 30%), то мова в цілому також стає нерозбірливою. При цьому, як показують дослідження, акустична завада (при заданій середній потужності), яка більш за все знижує розбірливість мови, за своєю структурою близька до флуктуаційного шуму. Крім того, оскільки мовний сигнал несе в собі дуже велику надлишковість, для повного його подавлення потрібно, щоб потужність завади перевищувала потужність складного тексту приблизно в 5 разів. Якщо ж текст простий і передається повільно, то це перевищення повинно доходити до 25. І нарешті, ефективність завад залежить від виду модуляції телефонного сигналу. Не гублячи загальності викладення, розглянемо, в якості прикладу, параметри завади окремо для амплітудної, частотної й одно-смугової модуляції сигналу.

Амплітудна модуляція (АМ) є найбільш старим видом, але в силу простоти модуляції і детектування сигналу ще розглянемо її в методичних цілях в якості спрощеного прикладу.

При амплітудній модуляції спектр сигналу, як відомо, містить несівну частоту f_0 і дві бокові смуги частот. При цьому несівна частота ніякої інформації не несе, а вся інформація міститься в огинаючій бокових смуг. Амплітудний детектор у результаті биття між несівною частотою і боковими смугами частот виділяє огинаючу прийнятого коливання.

Відомо, що навіть при 100% модуляції ($m = 1$) 2/3 усієї потужності зосереджено на несівній і тільки 1/3 приходить на бокові смуги. При середніх же значеннях індексу модуляції ($m = 0,33$) на частку бокових смуг приходить усього лише 5% загальної потужності.

Але, як уже відзначалося, несівна частота ніякої інформації не має. Отже, і немає необхідності її подавляти. З викладеного випливає, що спектр завади, близький до оптимального, за своєю структурою повинен бути подібним до флуктуаційному шуму, збігатися з боковими смугами і не містити складових, що співпадаючих з несівною частотою сигналу, тому що така складова була б зайвою і на неї дарма витрачалася б потужність передавача завад.

Вище відзначалося, що для подавлення мови необхідно, щоб акустична потужність завади перевищувала акустичну потужність сигналу в 5—25 разів. Іншими словами, для подавлення телефонного сигналу потрібно забезпечити на виході приймача коефіцієнт подавлення по потужності $K_{\text{п}} = P_{\text{п}}/P_{\text{с}} = 5-25$. Звідси випливає, що і на вході приймача відношення потужностей завади і сигналу повинно бути таким же. Щоб визначити коефіцієнт подавлення, потрібно знайти залежність між відношенням завада/сигнал на виході і вході амплітудного детектора. Відношення потужностей завади і сигналу на виході і вході приймача можна записати, як:

$$(P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вих.}} = m (P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вх.}}; \quad (5.16)$$

З (5.16) випливає, що якщо $m = 0,33$ і для подавлення зв'язку на виході приймача необхідно мати $P_{\text{пвих}}/P_{\text{свих}} = 5 - 10$, то для цього на вході повинно бути $P_{\text{пвх}}/P_{\text{свх}} = 0,4—0,6$. Якщо ж характер сигналу такий, що для його подавлення потрібно двадцятипятикратне перевищення потужності завади над потужністю сигналу (чітко озвучений і легкий для сприйняття текст), то на вході приймача потужність завади повинна перевищувати потужність сигналу на 15%.

Таким чином, для подавлення радіотелефонного зв'язку з амплітудною модуляцією потужність завади повинна бути приблизно такою ж, що і потужність сигналу.

Щодо точності суміщення спектрів завади і сигналу варто вказати, що, як показує досвід, розлад не повинен перевищувати 5% ширини спектра сигналу,

тобто, для звичайного телефонного сигналу допустима помилка Δf складає близько 300 Гц.

Що стосується структури оптимальної завади, то її спектр повинен бути випадковим (нерегулярним) і подібним до спектра сигналу. На практиці оптимальну заваду одержують шляхом модуляції несівної частоти шумами.

Величина розладу по частоті між сигналом і завадою в даному випадку великої ролі не грає, тому що при частотному детектуванні ефект впливу завади виникає не в результаті виникнення комбінаційних частот (як це має місце при амплітудному детектуванні), а внаслідок подавлення слабого сигналу сильною завадою. Необхідно лише виконати умову попадання основної потужності завади в смугу пропускання приймача. Це досягається, якщо розлад по частоті складає не більш 10—20% від величини девіації сигналу.

При впливі частотно-модульованої завади на приймач за відсутності сигналу на виході приймача маємо звичайний шум. Якщо в цей час на вхід приймача починає надходити і сигнал, то на виході чути шум того ж характеру. Тому недосвідчений оператор може не помітити впливу завади. Таку заваду іноді називають «прихованою».

Для здійснення радіотелефонного зв'язку застосування може знаходити односмуговий (ОС) радіозв'язок. Це пояснюється головним чином з економним використанням спектра частот і підвищеною завадозахищеністю ОС модуляції від навмисних завад. Висока завадозахищеність обумовлюється тим, що прийом сигналу ОС являє собою, власне кажучи, «лінійний» процес, а детектування, як виділення огибаючої сигналу відсутнє. Його роль виконує останнє перетворення частоти, що переносить спектр сигналу з зони проміжних частот в зону низьких частот.

Як показує аналіз, залежність між співвідношеннями потужностей завади і сигналу на вході і виході приймача при детектуванні сигналу ОС залишається практично без змін.

$$(P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вих.}} \approx (P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вх.}}; \quad (5.11)$$

Тому, якщо для подавлення радіотелефонного сигналу необхідно мати на виході приймача перевищення потужності шуму над потужністю сигналу в 5-25 разів то при одно смуговому сигналі приблизно таке ж співвідношення між потужностями завад і сигналу необхідно мати і на вході приймача. По напрузі ж завада повинна перевищувати сигнал на вході приймача, що подавляється, у 2-5 разів.

Структура завади повинна бути близька до структури флуктуаційного шуму, формування і підсилення якого має відомі труднощі. Експерименти показали, що завада, промодельована по частоті низькочастотним шумом, приблизно вдвічі менш ефективна, ніж нормальний шум. Але тому що пік-фактор частотно-модульованого колювання менше за пік-фактор флуктуаційного шуму більш ніж у 2 рази, то заміна останнього частотно-модульованою завадою при рівних середніх потужностях приводить до виграшу по піковій потужності приблизно в 4,5 рази. При цьому для подавлення сигналу ОС потрібно перевищення пікової потужності завади над піковою потужністю сигналу в 0,9—6,6 рази в залежності від характеру тексту, що переданий.

У випадку коли, для збільшення середньої потужності сигналу ОС (і, отже, для підвищення завадозахищеності) застосовується обмеження сигналу по амплітуді, то для подавлення такого сигналу потрібно визначене (незначне) збільшення потужності завади. Допустима неточність суміщення спектра завади зі спектром сигналу ОС складає 100 - 150 Гц.

Задача 5.3. Визначити параметри оптимальної радіозавади для подавлення засобів з сигналами з амплітудною маніпуляцією (ASK).

Одним із основних способів передачі інформації в цифровому радіозв'язку є амплітудна маніпуляція (ASK), де передача символів здійснюється шляхом зміни амплітуди несучого колювання. При бінарній ASK "1" відповідає високій амплітуді сигналу (A_1), а "0" — низькій або нульовій амплітуді ($A_2 \approx 0$). Це дозволяє розглядати ASK-сигнал як сукупність амплітудно-модульованих колювань на фіксованій несучій частоті f_n . Кожен символ несе інформацію про повідомлення, і приймач може забезпечити безпомилковий прийом, якщо амплітуда сигналу перевищує поріг детектування за відсутності завад.

Звідси випливає, що у випадку ідеального приймача оптимальна завада для ASK-сигналу повинна в кожен момент часу мати амплітуду, яка маскує різницю між A_1 і A_2 , наприклад, додавання шумоподібної завади з високою потужністю на несучій частоті.

У реальних системах зв'язку приймальні пристрої не є ідеальними. Оскільки в кожен момент часу передається сигнал з певною амплітудою, то за відсутності завад напруга на виході детектора приймача буде відповідати амплітуді сигналу. Сутність звичайних методів прийому ASK-сигналів полягає в порівнянні амплітуди з пороговим рівнем і реєстрації символу на основі цього порівняння. Звідси випливає, що можна здійснити ефективно подавлення радіозв'язку не шляхом випромінювання постійної завади, а створювати заваду з амплітудою, яка перевищує сигнал у моменти передачі "1" або імітує сигнал у

моменти "0". Якщо при цьому завада буде сильнішою за сигнал, то приймач зреагує на заваду, викликаючи помилки детектування.

Таким чином, коефіцієнт подавлення $K_{\text{п}}$ сигналів для ASK повинен перевищувати одиницю. У реальних умовах через наявність ненавмисних шумів на вході приймача і недосконалість прийомних трактів подавлення повідомлення може мати місце вже при $K_{\text{п}} = 0,7—0,85$.

Допустиму помилку в суміщенні амплітуди завади і сигналу для ефективного подавлення ASK-сигналів можна визначити із виразу:

$$\Delta A_0 \leq 1/2(\Delta A_{\text{пр}} - 4,2\sigma A_0), \quad (5.12)$$

де $\Delta A_{\text{пр}}$ – динамічний діапазон приймача по амплітуді;

ΔA_0 – математичне очікування розлад амплітуди завади;

$\sigma = S A_{\text{п}} \approx S A_0$ – середньоквадратичне відхилення амплітуди завади відносно амплітуди сигналу;

S – відносна нестабільність амплітуди передавача завад.

Потрібно відзначити, що через нестабільність амплітуди передавача завад, яка залежить від низки випадкових факторів (зміни напруги живлення, температури тощо), розлад амплітуди завади щодо амплітуди сигналу також є випадковою величиною, щільність імовірності якої, нехай, описується нормальним (гаусовим) законом.

Сучасні радіопередавачі сигналів і завад мають відносну нестабільність амплітуди $10^{-5}—10^{-6}$, а динамічний діапазон приймача при прийомі ASK-сигналів зі швидкостями 100-200 бод складає $\Delta A_{\text{пр}} = 20-60$ дБ. Тоді відповідно (5.12), допустима помилка суміщення амплітуд завади і сигналу складе:

$$\Delta A_0 \leq 0,5(20 \div 40) \text{ дБ} - 4,2(10^{-5} \div 10^{-6})\text{дБ} \approx 8 \div 15 \text{ дБ}; \quad (5.13)$$

Як бачимо, амплітуда завади при подавленні ASK-сигналів може відрізнитися від основного розпізнавального параметра сигналу на величину не більшу 8-15 дБ (по напрузі).

Кінцевий пристрій (наприклад, демодулятор) сконструйовано так, що символи будуть декодовані правильно, якщо амплітуда елементарних посилок буде відрізнитися від стандартної не більше, ніж на визначену частину, названу виправляючою здатністю апарата - μ .

Для збою посилок сигналів доцільно використати завади з хаотичною зміною амплітуди. Основними характеристиками такої завади є:

$A_{\text{м0}}$ – математичне очікування амплітуди маніпуляції завади;

σ – стандартне відхилення амплітуди маніпуляції завади.

Їх можна знайти із виразів:

$$A_{m0} \leq A_c / \mu - 4,2 \sigma_n; \quad \sigma_n \leq A_c / 8,4\mu. \quad (5.14)$$

Як приклад, визначимо оптимальну амплітуду маніпуляції завади для подавлення каналу з ASK-модуляцією, швидкість передачі в якому складає 100 бод, а виправляюча здатність апарата $\mu = 40\%$.

Тривалість елементарної послідовності τ_c і амплітуда маніпуляції сигналу A_c у цьому випадку складають: $\tau_c = 1/B = 1/100 = 10$ мс, $A_c = 20$ дБ.

По формулі (5.14) середнє квадратичне відхилення запишемо у вигляді

$$\sigma_n \leq A_c / 8,4\mu = 20 / (8,4 \cdot 0,4) \approx 6 \text{ дБ}. \quad (5.15)$$

Відповідно до (5.14) оптимальна амплітуда маніпуляції дорівнює

$$A_{m0} = A_c / \mu - 4,5 \cdot 6 \text{ дБ} \approx 20/0,4 - 27 \approx 24,8 \text{ дБ}; \quad (5.16)$$

Таким чином, при подавленні ASK-сигналу $K_n = 0,7-0,8$, оптимальна завада за структурою подібна до сигналу, що подавляється, а амплітуда її маніпуляції перевищує на 20-25% амплітуду сигналу.

Задача 5.4. Визначити параметри оптимальної радіозавади для подавлення засобів з сигналами з квадратурною амплітудною маніпуляцією (QAM).

Одним із основних способів передачі інформації в радіозв'язку є квадратурна амплітудна маніпуляція (QAM), де передача символів здійснюється шляхом одночасної модуляції амплітуди та фази несучої хвилі в двох ортогональних каналах (I та Q). При QAM (наприклад, 16-QAM) символи відповідають точкам у сузір'ї на комплексній площині з різними амплітудами A_1, A_2, \dots, A_n та фазами $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n$.

Це дозволяє розглядати QAM-сигнал як сукупність векторів на фазовій площині на фіксованій несучій частоті f . Кожен символ несе багаторівневу інформацію. При цьому приймач може здійснювати безпомилковий прийом, якщо точки сузір'я чітко розрізняються за відсутності завад. Звідси випливає, що у випадку ідеального приймача оптимальна завада для QAM-сигналу повинна в кожен момент часу спотворювати сузір'я, наприклад, шляхом додавання шумоподібної завади, яка зсуває точки ближче до меж рішень.

У реальних системах зв'язку приймальні пристрої не є ідеальними. Оскільки в кожен момент часу передається символ з певною амплітудою та фазою, то за відсутності завад вектор на виході демодулятора приймача буде відповідати точці сузір'я. Сутність звичайних методів прийому QAM-сигналів полягає в проекції на I/Q-канали та порівнянні з порогами рішень для декодування символу. Тому можна здійснити ефективне подавлення радіозв'язку не шляхом випромінювання ширококутної завади, а створювати заваду, яка імітує сусідні точки сузір'я або зсуває фазу/амплітуду до помилкових зон. Якщо при цьому завада буде сильнішою за сигнал у певних квадрантах, то приймач зреагує на заваду, викликаючи помилки в декодуванні.

Таким чином, коефіцієнт подавлення сигналів для QAM повинен хоча б незначно перевищувати одиницю. У реальних умовах через наявність ненавмисних шумів на вході приймача і недосконалість прийомних трактів подавлення повідомлення може мати місце вже при $K_{\text{п}} = 0,9\text{—}1,1$.

Допустиму помилку в суміщенні параметрів завади (амплітуди та фази) і сигналу для ефективного подавлення QAM-сигналів можна визначити із виразу:

$$\Delta A_0 \leq 1/2(\Delta A_{\text{пр}} - 4,5\sigma A_0), \quad (5.17)$$

де $\Delta A_{\text{пр}}$ – динамічний діапазон приймача;

ΔA_0 – математичне очікування розлад параметрів завади по амплітуді;

$\sigma = S_{\text{рп}} \approx S_{\text{р0}}$ – середньоквадратичне відхилення параметрів завади відносно сигналу;

S – відносна нестабільність параметрів передавача завад.

Потрібно відзначити, що через нестабільність параметрів передавача завад, яка залежить від низки випадкових факторів (фазовий шум, нелінійності тощо), розлад параметрів завади щодо сигналу також є випадковою величиною, щільність імовірності якої змінюється по нормальному закону.

Сучасні радіопередавачі сигналів зв'язку і завад мають відносну нестабільність параметрів $10^{-7}\text{—}10^{-8}$, а діапазон приймача при прийомі QAM-сигналів зі швидкостями 1000-2000 бод складає $\Delta_{\text{рп}} = 10\text{--}20$ дБ для фази та 5-10 дБ для амплітуди. Тоді відповідно з формулою (5.23), допустима помилка суміщення параметрів завади і сигналу складе

$$\Delta_{\text{р0}} \leq 0,5(10 \div 20)^\circ - 4,5(10^{-7} \div 10^{-8}) \cdot 360^\circ \approx 4 \div 8^\circ. \quad (5.18)$$

Як бачимо, параметри завади при подавленні QAM-сигналів можуть відрізнятися від основних розпізнавальних параметрів сигналу на величину не більшу $4-8^\circ$ для фази та аналогічно для амплітуди.

Кінцевий пристрій (наприклад, декодер) сконструйовано так, що символи будуть декодовані правильно, якщо параметри елементарних посилок будуть відрізнятися від стандартних не більше, ніж на визначену частину μ .

Для збою посилок сигналів частіше за все використовуються завади з хаотичною зміною фази та амплітуди. Основними характеристиками такої завади є:

P_{m0} – математичне очікування параметрів маніпуляції завади;

σ – стандартне відхилення параметрів маніпуляції завади.

Характеристики завади можна знайти із виразу

$$P_{m0} \leq P_c / \mu - 4,5 \sigma_n; \sigma_n \leq P_c / 9\mu. \quad (5.19)$$

Як приклад, визначимо оптимальні параметри маніпуляції завади для подавлення каналу з 16-QAM, швидкість передачі B в якому складає 1000 бод, а виправляюча здатність апарата $\mu = 30\%$.

Тривалість елементарної послідовності τ_c і параметри маніпуляції сигналу P_c у цьому випадку складають - $\tau_c = 1/B = 1/1000 = 1$ мс; $P_c = 15^\circ$ (припустимо середній зсув фази).

По формулі (5.10) середнє квадратичне відхилення:

$$\sigma_n \leq P_c / 9\mu = 15 / (9 \cdot 0,3) \approx 5,6^\circ; \quad (5.20)$$

Відповідно до (3.3) оптимальний параметр маніпуляції дорівнює:

$$P_{m0} = P_c / \mu - 4,5 \cdot 5,6^\circ \approx 15/0,3 - 25,2 \approx 24,8^\circ; \quad (5.21)$$

Таким чином, при подавленні QAM-сигналу $K_n = 0,9-1,1$, оптимальна завада за структурою подібна до сигналу, що подавляється, а параметри її маніпуляції перевищують на 20-25% параметри сигналу.

5.5. Визначення ефективності ведення радіоелектронної розвідки частинами (підрозділами) РЕБ в операціях (бойових діях).

Нехай угруповання засобів РЕП в складі k_m засобів перешкод, веде радіорозвідку у визначеній смузі дій об'єднання, при цьому

$$k_m = \sum_{i=1}^m k_i, \quad (5.22)$$

де m – кількість комплексів РЕП, що вирішують завдання з РЕБ у операції (бойових діях);

k_i – кількість засобів перешкод із i -ого комплексу РЕП, яка виділена для вирішення завдань з РЕР.

Вважаємо що задача енергетичної доступності засобів спеціального зв'язку засобам РЕР противника вирішена. Приклади розрахунку можливостей РЕР за енергетичним критерієм розглянуті нижче при вирішенні практичного завдання 11.

В ході радіорозвідки проводиться оперативна обробка добутих розвідувальних відомостей, в результаті якої на засоби РЕП видаються необхідні для подавлення дані. Тривалість процесу отримання, систематизації, вибору розвідувальних відомостей, представлення їх у вигляді розвідувальних ознак, встановлення місцеположення РЕЗ, розпізнавання джерел та об'єктів розвідки, прийняття рішення на зарахування їх до об'єктів і цілей РЕП повинні проходити до початку мінімально необхідного для радіоподавлення часу.

Тому, у якості показника оцінки ефективності ведення РЕР i -им комплексом РЕБ введемо ймовірність своєчасної обробки розвідувальних відомостей P_{coi} на пунктах управління, станціях перешкод

$$P_{coi} = 1 - P_{нcoi}, \quad i = 1 \dots m, \quad (5.23)$$

де $P_{нcoi}$ – ймовірність несвоечасної обробки розвідувальних відомостей на пункті управління. Зауважимо, що показник P_{coi} по суті є ймовірністю того, що час обробки інформації $t_{обр}$, не перевищить величини t_y , яка задана вимогою випередження. Тоді,

$$P_{co}(t) = P(t_{обр} < t_y) = \int_0^{t_y} dF(t_{обр}), \quad (5.24)$$

де P_{co} – ймовірність своєчасної обробки; $F(t_{обр})$ – функція розподілу часу обробки; $t_{обр}$ – час повного циклу оперативної обробки; t_y – час, заданий вимогою випередження.

Враховуючи (5.23), (5.24), ймовірність своєчасної обробки розвідувальних відомостей у групуванням засобів РЕП в операції, у складі m комплексів РЕБ визначимо у вигляді:

$$P_{\text{соуг}} = 1 - \prod_{i=1}^m P_{\text{нсои}} \quad (5.25)$$

Процес обробки розвідувальних відомостей на пунктах управління, станціях перешкод носить стохастичний характер. Це визначається імовірнісним характером вхідного потоку розвідувальних відомостей, випадковими моментами часу вибірки, розпізнавання, прийняття рішення. Тому, у загальному вигляді, ймовірність своєчасної обробки $P_{co}(t)$ є функцією $P_{co}(t) = f(\lambda, S, m, n, \mu, T_{обр})$, від інтенсивності вхідного потоку розвідувальних відомостей λ , старіння розвідувальних відомостей S , побудови структури обробки (m числа фаз та n каналів обробки), організаційно-технічних можливостей (інтенсивності обробки μ) і середнього часу обробки $T_{обр}$.

Закон розподілу допустимого часу обробки розвідувальних відомостей при веденні операцій (бойових дій) має вигляд:

$$F(t_{обр}) = 1 - \sum_{i=1}^m e^{-\alpha_i t_{обр}} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \frac{\alpha_j}{\alpha_j - \alpha_i}, \quad (5.26)$$

де $\alpha_i = \mu_i n_i - \lambda_{\text{вхi}}$; $\lambda_{\text{вхi}}$ – інтенсивність вхідного потоку розвідувальних відомостей на кожному з фаз обробки; μ_i – інтенсивність обробки в i -й фазі; j – номер фази обробки.

В ході обробки розвідувальних відомостей старіння виникає об'єктивно, а інтенсивність старіння є величиною, обернено пропорційною часу випередження. При експоненційному законі розподілу старіння розвідувальних відомостей з інтенсивністю S ймовірність своєчасної обробки інформації має вигляд:

$$P_{co}(t) = \int_0^{\infty} e^{-St_{обр}} dF(t_{обр}). \quad (5.27)$$

Підставляючи (5.26) у (5.27), маємо:

$$P_{co}(t) = \int_0^{\infty} e^{-St_{обр}} \left[\sum_{i=1}^m \alpha_i e^{-\alpha_i t_{обр}} \prod_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^m \frac{\alpha_j}{\alpha_j - \alpha_i} \right] dt_{обр} \quad (5.28)$$

Після перетворення вираз (5.28) має вигляд:

$$P_{co} = \prod_{i=1}^m \alpha_i \sum_{i=1}^m \frac{1}{(\alpha_i + s) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m (\alpha_j - \alpha_i)}. \quad (5.29)$$

Задача 5.5. Оцінити ефективності ведення РР при дорозвідці в ході етапу радіоподавлення комплексом Р-330 К, який знаходиться на озброєнні окремого батальйону РЕБ-Н противника в смузі його дій.

Режим роботи комплексу – централізований автоматизований, почергово в КХ- та УКХ-діапазонах. Необхідність роздільної оцінки в КХ- та УКХ-діапазонах обумовлюється різною кількістю працюючих радіоліній в них і різною кількістю засобів перешкод, призначених для подавлення в цих діапазонах. При цьому будемо вважати, що умови енергетичної доступності РЕЗ противника виконані.

Вихідні дані:

а) інтенсивність вхідного потоку розвідувальних відомостей $\lambda_{\text{вхл}}$ у першій фазі, тобто кількість радіовипромінювань, які надходять на вхід панорамних пристроїв виявлення АСП Р-378 А(Б) (КХ-діапазону), Р-330Б (УКХ-діапазону), працюючих в режимах виявлення і пеленгування, за годину.

Припустимо найважчий для системи радіорозвідки варіант, коли всі радіолінії противника працюють одночасно. У реальній радіоелектронній обстановці на вхід панорамного пристрою виявлення автоматизованої станції перешкод будуть надходити сигнали не тільки передавачів противника, а й випромінювання своїх радіозасобів, об'єктів промисловості та природного походження. З урахуванням цих факторів до інформаційних можливостей противника в КХ-діапазоні, УКХ-діапазоні необхідно додати приблизно таку ж кількість радіовипромінювань своїх радіозасобів та до 20% від отриманої кількості – радіовипромінювання промислового та природного походження. Таким чином, оцінимо для КХ-діапазону $\lambda_{\text{вхл}} = 500$, для УКХ-діапазону $\lambda_{\text{вхл}} = 400$.

б) інтенсивність обробки розвідувальних відомостей у першій фазі μ_1 , тобто кількість радіовипромінювань, які можуть прийматися панорамними пристроями виявлення АСП Р-378 А(Б), Р-330Б за годину.

При створенні перешкод лініям радіозв'язку в централізованому автоматизованому режимі управління станції перешкод працюють циклічно; кожний цикл містить: подавлення ліній радіозв'язку – 1,5 сек., контроль роботи ліній радіозв'язку та дорозвідка – 0,5 сек. При швидкості перезстройки панорамних пристроїв виявлення до 100 МГц/сек. час, який витрачається на

виявлення сигналу, визначення частоти, пеленгу, передачі розвідувальних відомостей у формалізованому вигляді на ПУ-Т, становить 0,5 сек. інтенсивність обробки розвідувальних відомостей $\mu_1 = 1800$.

в) кількість каналів обробки розвідувальних відомостей у першій фазі n_1 , тобто кількість станцій перешкод Р-378 А(Б), Р-330Б, які працюють в режимі виявлення і пеленгування (ведуть дорозвідку).

Виходячи з рекомендацій інструкції по бойовому застосуванню ПУ Р-330К для дорозвідки призначаються: по одній АСП Р-378 А(Б) і Р330 Б в режимі виявлення та пеленгування; по одній АСП Р-378 А(Б) і Р-330 Б в режимі виконавчого пеленгування. Таким чином, в кожному діапазоні в режимі виявлення і пеленгування будуть працювати по одному засобу радіорозвідки, тоді для КХ- і УКХ-діапазонів $n_1 = 1$.

г) інтенсивність вхідного потоку розвідувальних відомостей $\lambda_{\text{вх}2}$ у другій фазі, тобто кількість виявлених в межах робочого сектору ДРВ, відправлених через ПУ-Т на ПУ-СК розвідувальних відомостей про виявлені ДРВ та, відповідно, команд на сполучені станції, які працюють в режимі виконавчого пеленгування, на виконавче пеленгування і отримання від них відповідних пеленгів за годину.

У першій фазі на станції перешкод здійснюється селекція виявлених ДРВ по належності до робочого сектору, неналежності до частот, заборонених для радіоподавлення. При цьому із загальної кількості виявлених ДРВ вираховуються свої радіозасоби та загалом до 50 % випромінювань промислового та природного походження. Тому будемо вважати для КХ-діапазону $\lambda_{\text{вх}2} = 250$, для УКХ-діапазону $\lambda_{\text{вх}2} = 200$.

д) інтенсивність обробки розвідувальних відомостей у другій фазі μ_2 , тобто кількість виконавчих пеленгувань, які можуть бути виконані сполученими АСП Р-378 А(Б), Р-330 Б, працюючих в режимі виконавчого пеленгування, за годину.

З урахуванням викладеного в п. б) будемо вважати для КХ- та УКХ-діапазонів $\mu_2 = 1800$.

е) кількість каналів обробки розвідувальних відомостей у другій фазі n_2 , тобто кількість станцій перешкод Р-378 А(Б), Р-330 Б, які здійснюють виконавче пеленгування.

З урахуванням викладеного в п. в) будемо вважати для КХ- та УКХ-діапазонів $n_2 = 1$.

ж) інтенсивність вхідного потоку розвідувальних відомостей $\lambda_{\text{вх3}}$ у третій фазі, тобто кількість виконаних пеленгувань сполученими АСП Р-378 А(Б), Р-330 Б за годину.

У ідеальному випадку, коли кожна команда на виконавче пеленгування була виконана, для КХ-діапазону $\lambda_{\text{вх3}} = \lambda_{\text{вх2}} = 250$, для УКХ-діапазону $\lambda_{\text{вх3}} = \lambda_{\text{вх2}} = 200$.

з) інтенсивність обробки розвідувальних відомостей у третій фазі μ_3 , тобто кількість проведених на ПУ-СК розрахунків координат ДРВ по знятим пеленгам, порівнянь їх із зоною обслуговування, прийняття рішень на зарахування виявлених ДРВ до об'єктів РЕП та цілерозподілів за годину.

Будемо вважати для КХ- та УКХ-діапазонів $\mu_3 = 600$.

и) кількість каналів обробки розвідувальних відомостей у третій фазі n_3 , тобто кількість ПУ-СК.

Згідно принципів бойового застосування комплексу Р-330 К один комплект ПУ Р-330 К призначається для роботи в режимі ПУ-СК, у якому здійснюються розрахунки координат ДРВ і цілерозподіл в КХ- та УКХ-діапазонах, тому для КХ- та УКХ-діапазонів $n_3 = 1$.

к) інтенсивність старіння розвідувальної інформації S .

Як відомо, лінія зв'язку вважається подавленою, якщо не прийнято більше 50 % переданої інформації (цей показник може суттєво підвищуватись для систем зв'язку зі складними сингалами). Приймемо, що середня тривалість роботи лінії радіозв'язку в телефонному та телеграфному режимах без програмної пЕРЕЗтройки робочої частоти при передачі радіограм складає до 1 хв., тому час випередження буде складати 0,5 хв. Інтенсивність старіння розвідувальної інформації є величина, обернено пропорційна часу випередження:

$$S = \frac{1}{t_e} \quad (5.30)$$

З (5.31) отримуємо: $S=120$ 1/год.

Порядок оцінювання ефективності ведення РР.

1. Враховуючи вищевикладене, для КХ-діапазону:

$$\lambda_{\text{вх1}}=500 \text{ 1/год}; \mu_1 n_1=1800 \times 1=1800 \text{ 1/год};$$

$$\lambda_{\text{вх2}}=250 \text{ 1/год}; \mu_2 n_2=1800 \times 1=1800 \text{ 1/год};$$

$$\lambda_{\text{вх}3} = 250 \text{ 1/Год}; \mu_3 n_3 = 600 \times 1 = 600 \text{ 1/Год};$$

$$\alpha_1 = 1300; \alpha_2 = 1550; \alpha_3 = 350 \text{ (1/Год)}, S = 120 \text{ (1/Год)}.$$

2. Розрахуємо своєчасність обробки за формулою:

$$P_{co} = 1300 \times 1550 \times 350 \times \left[\frac{1}{(1300+120) \times (1550-1300) \times (350-1300)} + \frac{1}{(1550+120) \times (1300-1550) \times (350-1550)} + \frac{1}{(350+120) \times (1300-350) \times (1550-350)} \right] = 0,633$$

Таким чином, втрати в обробці розвідувальних відомостей в КХ-діапазоні становлять 36,7 %, а ймовірність несвоєчасної обробки розвідувальних відомостей складає 0,367.

3. Для УКХ - діапазону:

$$\lambda_{\text{вх}1} = 400 \text{ 1/Год}; \mu_1 n_1 = 1800 \times 1 = 1800 \text{ 1/Год};$$

$$\lambda_{\text{вх}2} = 200 \text{ 1/Год}; \mu_2 n_2 = 1800 \times 1 = 1800 \text{ 1/Год};$$

$$\lambda_{\text{вх}3} = 200 \text{ 1/Год}; \mu_3 n_3 = 600 \times 1 = 600 \text{ 1/Год};$$

$$\alpha_1 = 1400; \alpha_2 = 1600; \alpha_3 = 400 \text{ (1/Год)}, S = 120 \text{ (1/Год)}.$$

4. Розрахуємо своєчасність обробки за формулою:

$$P_{co} = 1400 \times 1600 \times 400 \times \left[\frac{1}{(1400+120) \times (1600-1400) \times (400-1400)} + \frac{1}{(1600+120) \times (1400-1600) \times (400-1600)} + \frac{1}{(400+120) \times (1400-400) \times (1600-400)} \right] = 0,659$$

Таким чином, втрати в обробці розвідувальних відомостей в УКХ - діапазоні складають 34,1 %, а ймовірність несвоєчасної обробки розвідувальних відомостей складає 0,341. Запропонована методика дозволяє проводити оцінку ефективності ведення РЕР як окремими комплексами РЕБ, так і в операціях (бойових діях) в цілому. Запропонований підхід не замінює традиційних методик, а лише уточнює важливі практичні аспекти обробки інформації в частинах РЕБ при оцінці ефективності РЕР. Отримані результати добре формалізовані та можуть застосовуватись в оперативно-тактичних розрахунках.

5.6. Математичні підходи до оцінювання ефективності ведення радіоелектронного подавлення противником угруповання засобів спеціального зв'язку

При оцінюванні ефективності радіоелектронного захисту систем електронних комунікацій в умовах ведення противником РЕБ виникає задача визначення ефективності її ведення на полі бою, як противником так і своїми військами (силами). Для обґрунтованого прийняття рішень з оцінювання ефективності організації і ведення радіоелектронної боротьби, як противником так і своїми військами (силами) на практиці необхідно проводити моделювання бойового застосування сил та засобів РЕБ з оцінюванням ефективності можливих варіантів застосування.

В залежності від середовища і глибини відображення реальності на практиці найбільш досконалими є моделі зображувальні і математичні. Найбільш прийнятними для моделювання радіоелектронної боротьби в ході бойових дій є математичні моделі. Від наявності і врахування випадковості, невизначеності, нечіткості різних параметрів математичної моделі вони розподіляються на детерміновані, стохастичні, нечіткі та інші.

Детерміновані моделі – моделі, що описуються в рамках детермінованих множин, відносин, залежностей, аналітичних функцій і величин дозволяють робити точний прогноз поведінки, поточного та кінцевого стану систем та процесів, що моделюються, на будь-який термін моделювання. Недоліком детермінованих моделей є їх неадекватність, причиною якої являється невизначеність майбутнього стану об'єкту, який досліджується, неможливість визначити велику кількість його параметрів і залежності між ними. Це визначає ризик неефективного рішення, при якому завдання РЕБ не виконуються.

Стохастичні моделі – моделі, що описуються в рамках стохастичних множин, відносин, залежностей, випадкових процесів, величин і подій, дозволяють робити ймовірний прогноз поведінки поточного та кінцевого стану систем та процесів, що моделюються, на будь-який термін моделювання. Якість прогнозу зі збільшенням його терміну погіршується. Ці моделі на практиці використовуються частіше.

При цьому оцінюється ймовірність тієї чи іншої події (наприклад, ймовірність виконання бойового завдання, ймовірність неураження об'єкту керованою зброєю тощо), чи основні числові характеристики випадкових величин - математичне очікування та дисперсія (наприклад, математичне очікування та дисперсія величини зниження кількості каналів зв'язку при веденні радіоелектронної боротьби, математичне очікування та дисперсія кількості радіомереж, які можуть бути подавлені радіозавадами тощо).

Недоліком стохастичних моделей ведення РЕБ є неможливість мати однорідну та репрезентативну статистику для оцінки параметрів цих моделей.

Детерміновано-хаотичні моделі – моделі, що на окремих етапах моделювання описуються в рамках детермінованих залежностей і детермінованих величин, тому цим моделям притаманні властивості детермінованих систем, але за певних умов їм стають притаманні властивості і стохастичних систем.

Детерміновано-хаотичні моделі за описанням не відрізняються від детермінованих (параметри моделі задаються однозначно), але незначні помилки завдання початкових або поточних умов моделювання призводять до хаотичного руху і експоненціального зростання помилок прогнозу поведінки або стану систем чи процесів, що моделюються (тобто системи, що моделюються, є локально нестійкими). Якість тривалого прогнозу може різко погіршуватися, що обумовлює недоцільність і неможливість тривалого якісного прогнозу, а це є характерним для радіоелектронної боротьби. Умови виникнення та існування хаотичного руху, наприклад, в дисипативних детермінованих системах обумовлюється тримірністю простору станів детермінованої динамічної системи. І хоча до теперішнього часу для дослідження радіоелектронної боротьби в бойових діях не існує розвинутого прикладного математичного апарату теорії хаосу, він є перспективним напрямком моделювання радіоелектронної боротьби в бойових діях.

Нечіткі моделі – моделі, що описуються в рамках нечітких множин, відносин, залежностей, величин і лінгвістичних змінних, які характеризуються своєю функцією належності $\mu(x) \in [0,1]$, дозволяють робити нечіткий (тобто у вигляді нечітких величин) прогноз поведінки поточного та кінцевого стану систем та процесів, що моделюються, на будь-який термін. Якість прогнозу із збільшенням його терміну погіршується.

Функція належності має деяку аналогію з щільністю розподілу ймовірності випадкової величини, але має дещо інше значення, і для неї не потрібне виконання умов нормування: площа під функціями належності є емпіричною, тобто задається експертами.

Для нечітких чисел (множин) визначені арифметичні операції додавання, множення, віднімання, ділення. Функція належності нечіткого числа (множини) $C = A \otimes B$ (знак \otimes уособлює будь-яку з чотирьох арифметичних операцій) знаходиться у відповідності з принципом загальності Заде:

$$\mu_C(x) = \mathbf{maxmin}(\mu_A(x), \mu_B(x)), \text{ для усіх } x \in S_C = S_A \otimes S_B, \quad (5.31)$$

де $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ - функції належності чисел А та В;

S_A і S_B - носії чисел А і В ($(x \in S)$, коли $\mu(x) > 0$).

Для порівняння нечітких чисел використовуються індекси порівняння .

Одним з яких є індекс , який оцінюється згідно з рівнянням:

$$H = \frac{H_A}{H_B}, \text{ де } H_A = \frac{\max_{\leftarrow} A_{\alpha} + \min_{\leftarrow} A_{\alpha}}{2}; \quad H_B = \frac{\max_{\leftarrow} B_{\alpha} + \min_{\leftarrow} B_{\alpha}}{2}; \quad (5.32)$$

A_{α} , B_{α} - α -зрізи нечітких чисел А і В відповідно .

Рівень зрізу α на практиці дорівнює 0,5...1.

За допомогою нечітких моделей можна розглядати різні сценарії ведення РЕБ, вони більш адекватні процесам РЕБ, але потребують детальних експертних оцінок для визначення параметрів моделі.

За математичними методами прийняття рішень на ведення РЕБ моделі підрозділяються на:

детерміновано-оптимізаційні моделі;

моделі невизначеного середовища, в якому приймається рішення;

ігрові моделі.

Детерміновано-оптимізаційні моделі можуть бути використанні в задачах оцінювання оптимального розташування сил та засобів РЕБ та спеціального зв'язку, в задачах логістики (наприклад, оптимального планування передислокації частин та підрозділів РЕБ, оптимального постачання та відновлення засобів РЕБ,). При цьому використовуються методи математичного (лінійного та нелінійного), цілочисельного, динамічного програмування, мережного планування, принципу максимуму.

Моделі невизначеного середовища – це моделі, що описуються в рамках теорії прийняття рішень за умов невизначеності середовища, у якому приймається рішення

У бойових діях можливо, що ситуації, в яких приймається рішення, відомі, але невідомо, яка з них буде мати місце у даний час. Математична модель у цьому разі має вид матриці ефективності $|a_{ij}|$, де a_{ij} - ефективність, для кожного рішення A_i , $i = \overline{1, n}$ та кожного стану середовища Π_j , $j = \overline{1, m}$. Для такої моделі рішення шукається у чистих стратегіях, згідно з критеріями Лапласа, Вальда, Севіджа, Гурвіца, Ходжа-Лемона . Згідно з критерієм Лапласа оптимальне рішення A_{opt} відповідає умові:

$$\max \frac{1}{n} \sum_{j=1}^m a_{ij} \quad (5.33)$$

Згідно з критерієм Вальда A_{opt} відповідає умові:

$$\max_i \min_j a_{ij}. \quad (5.34)$$

При використанні критерія Севіджа спочатку знаходиться матриця ризиків $|r_{ij}|$, де $r_{ij} = \max_i a_{ij} - a_{ij}$, а оптимальна стратегія A_{opt} відповідає умові:

$$\min_i \max_j r_{ij}. \quad (5.35)$$

Недоліком мінімаксних (максимінних) критеріїв є те, що можливість найгірших сценаріїв РЕБ може бути малою, а рішення, яке розраховане на найгірші наслідок, потребує великих витрат (резервів).

За критерієм Гурвіца оптимальна стратегія A_{opt} відповідає умові:

$$\max_i \left(\lambda \min_j a_{ij} + (1 - \lambda) \max_j a_{ij} \right), \quad (5.36)$$

де $\lambda \in [0, 1]$.

Чим менше схиляється до ризику особа, що приймає рішення, тим більше коефіцієнт λ наближається до одиниці.

Згідно з критерієм Ходжа-Лемона A_{opt} відповідає умові:

$$\max_i \left(\beta \min_j a_{ij} + (1 - \beta) \sum_{j=1}^m p_j a_{ij} \right), \quad (5.37)$$

де p_j - недостовірні частоти, що середовище прийме стан Π_j , $j = \overline{1, m}$;

коефіцієнт, що характеризує ступінь достовірності частот станів середовища, $\beta \in [0, 1]$.

Ігрові моделі – моделі, що будуються на основі теорії ігор. Радіоелектронна боротьба в бойових діях може бути описана кінцевою парною грою з нульовою сумою (матрична гра), або з ненульовою сумою (біматрична гра).

Матрична гра більш адекватна боротьбі засобів радіоелектронного подавлення з засобами захисту радіоелектронних засобів від перешкод. При цьому стратегіями однієї сторони (одного гравця) є можливі види (комплекси)

перешкод $A_i, i = \overline{1, n}$, а іншої сторони (іншого гравця) – можливі засоби захисту радіоелектронних засобів від перешкод $B_j, j = \overline{1, m}$. Для кожної ситуації (A_i, B_j) потрібно знати виграші a_{ij} сторони А (програші сторони В). Для знаходження a_{ij} можна використовувати стохастичні методи, або давати нечітку оцінку виграшу a_{ij} , для останнього випадку маємо нечітку матричну гру. Як правило, платіжна матриця $|a_{ij}|$ у випадку боротьби засобів радіоелектронного подавлення з засобами захисту радіоелектронних засобів від перешкод не має сідлової точки.

При двохсторонній боротьбі сил РЕБ, де стратегіями сторін є ті чи інші варіанти використання своїх сил РЕБ, більш адекватною є біматрична ігрова модель. При цьому для кожної ситуації (A_i, B_j) виграші (програші) різних сторін можуть бути різними. У цьому випадку потрібно шукати оптимальне рішення по Нешу, яке може бути як у чистих стратегіях, так і змішаних стратегіях.

Недоліком ігрових моделей є необхідність апіорі знати всі можливі сценарії ведення РЕБ.

Взагалі вибір моделі залежить від ситуації, виду і якості даних, етапу бойових дій, мети і задач моделювання та обраних критеріїв оцінки ефективності РЕБ.

5.7. Показники та критерії ефективності РЕБ

Під час оцінювання ефективності застосування спеціальних систем електронних комунікацій в операціях (бойових діях) виникає необхідність визначення показників та критеріїв для визначення ефективності ведення противником РЕБ. Відомі критерії оцінки ефективності РЕБ розподіляються на три основних групи: оперативні (бойові), інформаційно-бойові і інформаційні.

Оперативні (бойові) критерії оцінки ефективності РЕБ засновані на врахуванні впливу РЕБ на ефективність ведення операцій (бойових дій). При цьому можуть застосовуватись наступні показники ефективності:

$$E_1 = P^{\text{РЕБ}}/P ; E_2 = \text{БП}^{\text{РЕБ}}/\text{БП}, \quad (5.38)$$

де: E_1 - показник, побудований на співвідношенні ймовірностей - $P^{\text{РЕБ}}$, P виконання оперативного (бойового) завдання при веденні РЕБ та її відсутності відповідно;

E_2 - показник, заснований на співвідношенні бойових потенціалів - $\text{БП}^{\text{РЕБ}}$, БП угруповань військ (сил) в умовах ведення РЕБ і за її відсутності відповідно.

Слід відмітити, що по відношенню до противника, за умов ведення нашим угрупованням військ (сил) РЕБ показники E_1, E_2 стають меншими за одиницю, а по відношенню до своїх військ (сил)- перевищують одиницю.

Інформаційно-оперативні (інформаційно-бойові) критерії оцінки ефективності РЕБ засновані на врахуванні впливу РЕБ на ефективність функціонування систем управління військами (силами) і зброєю. При цьому може застосовуватись наступний показник ефективності:

$$E_3 = \Delta T_{\text{ц}} / T_{\text{ц}}; \quad \Delta T_{\text{ц}} = T_{\text{ц}}^{\text{РЕБ}} - T_{\text{ц}}, \quad (5.39)$$

де E_3 - показник, заснований на співвідношенні прирощення $\Delta T_{\text{ц}}$ часу циклу управління в системі управління військами (силами), державними структурами та об'єктами критичної інфраструктури за умов ведення РЕБ - $T_{\text{ц}}^{\text{РЕБ}}$ і за її відсутністю - $T_{\text{ц}}$ до часу циклу управління $T_{\text{ц}}$.

Слід відмітити, що по відношенню до противника, за умов ведення нашим угрупованням військ (сил) РЕБ показник E_3 стає більше нуля, а по відношенню до своїх військ (сил) за умов ведення РЕБ стає менше нуля.

Інформаційні критерії оцінки ефективності РЕБ засновані на врахуванні впливу РЕБ на кількість інформації, що циркулює в системі управління військами (силами) і зброєю. При цьому може застосовуватись наступний показник ефективності

$$E_4 = I^{\text{РЕБ}} / I, \quad (5.40)$$

де E_4 - показник, заснований на співвідношенні кількості інформації, що циркулює в системі управління військами (силами) і зброєю, за умов ведення РЕБ - $I^{\text{РЕБ}}$ і за її відсутністю - I .

Слід відмітити, що по відношенню до противника, за умов ведення нашим угрупованням військ (сил) РЕБ показник E_4 стає меншим за одиницю, а по відношенню до своїх військ (сил) за умов ведення РЕБ перевищує одиницю.

В якості достатньо самостійного показника ефективності РЕБ, який, однак, претендує на урахування лише однієї складової частини РЕБ, а саме - РЕП, виступає ступінь дезорганізації управління військами (силами) і зброєю противника. Загально відомі наступні ступені дезорганізації управління військами (силами) і зброєю противника (табл. 5.2).

Таблиця 5.2 – Ступені дезорганізації управління військами (силами) і зброєю противника

<u>ЗРИВ-</u> противник	<u>ПОРУШЕНО-</u>	<u>ЗАТРУДНЕНО -</u>
позбавляється можливості приймати рішення, безперервно і оперативно управляти військами, ефективно застосовувати високоточну зброю, вести розвідку технічними засобами і РЕБ	противник періодично втрачає управління військами і зброєю в окремих ланках	мають місце перебої в управлінні військами і зброєю противника, скорочується обмін інформацією в окремих ланках і ускладнюється централізована робота його систем

Ступінь дезорганізації управління військами (силами) і зброєю противника на практиці можливо визначати в залежності від частки знищених пунктів управління, інших радіоелектронних об'єктів систем управління противника, а також, частки радіоподавлення радіозв'язків і РЕЗ, що збереглися, наприклад за таблицею 5.3.

Реалізація потенційних бойових можливостей угруповання буде максимальною, якщо система управління функціонує максимально ефективно. Тому для оцінки ефективності дезорганізації управління, можна визначити величину умовної зміни бойового потенціалу: $\Delta B(C) = B_{\max} - B(C)$, де $\Delta B(C)$ – величина умовного зниження бойового потенціалу угруповання в залежності від ступеню дезорганізації управління; C – значення ступеню дезорганізації; B_{\max} – максимальне значення бойового потенціалу угруповання без впливу засобами РЕБ на його системи управління; $B(C)$ – значення бойового потенціалу при дезорганізації управління засобами РЕБ зі ступенем дезорганізації C .

Таблиця 5.3– Гіпотетичні значення критеріїв визначення ступеню дезорганізації управління військами (силами) і зброєю противника

Ступінь ДУВ(С) і З	Знищено ПУ і РЕОб	РЕП зв'язків і РЕЗ, що збереглися
Зрив	$\geq 50\text{...}60\%$	$\geq 75\%$
Порушено	$\geq 30\text{...}40\%$	$\geq 50\%$
Затруднено	$\geq 15\text{...}20\%$	$\geq 30\%$

На практиці, різні за функціями та класом пункти управління в угрупованні військ (сил) мають різний внесок у формування загального бойового потенціалу

угруповання. Тобто різні за функціями та класом пункти управління в угрупованні, що протистоїть, будуть мати різну ступень важливості для радіоподавлення їх ліній зв'язку. Також різні за функціями та класом пункти управління в угрупованні мають різну кількість радіомереж та радіонапрямків.

У табл. 5.4, в якості приклада, надано гіпотетичні числові значення умовних бойових потенціалів пунктів управління для АК та кількість радіомереж та радіонапрямків супутникового зв'язку, що на них розгортаються.

Числові величини умовних бойових потенціалів пунктів управління для АК розвинутих країн світу обчислювалися, виходячи з відносної важливості об'єктів, визначеної методом експертних оцінок. Експертна оцінка кількісних значень бойових потенціалів пунктів управління проводиться експертами – провідними фахівцями.

При веденні бойових дій одночасно задіяний не весь бойовий потенціал угруповання, а тільки бойовий потенціал ударних частин і підрозділів. Тобто реалізація потенційних бойових можливостей угруповання у визначений період операції буде максимальною якщо, система управління ударних (задіяних на даному етапі) частин і підрозділів, функціонує максимально ефективно. Тому для максимального зниження бойового потенціалу угруповання у визначений період операції достатньо здійснювати вплив радіоперешкодою у радіомережах ударних частин і підрозділів.

Задача 5.6. Визначення достатньої для дезорганізації управління кількості радіомереж та радіонапрямків типового АК Сухопутних військ із застосуванням вихідної інформації табл.5.4 та критеріїв, таблиця 5.3.

Таблиця 5.4 – Гіпотетичні числові значення умовних бойових потенціалів пунктів управління типового АК Сухопутних військ (умовний приклад для використання тільки в навчальних цілях)

Об'єкти управління систем	Кількість ПУ	Умовний бойовий потенціал
ОКП АК I ешелону	1	0,036
ПКП АК I ешелону	1	0,018
КП рдн ОТР	1	0,001
КП зрп	1	0,002
КП п ПТВ	1	0,015
КП бат. РРТР і РЕБ	1	0,003
КП див. I ешелону	2	0,024
ПКП див I ешелону	2	0,01
КП бр I ешелону	4	0,012

ПКП КП бр I ешелону	4	0,004
ПУ ор РРТР і РЕБ	2	0,002
КП ап	2	0,006
КП адн (бр)	4	0,004
Усього	26	0,139

З аналізу даних табл. 5.4 можна зробити висновок, що для зниження на 0,25 бойового потенціалу ударних частин і підрозділів достатньо здійснювати радіоподавлення 50% радіомереж і радіонапрямків всіх видів зв'язку армійського корпусу у разі концентрації більшості його частин та з'єднань у першому ешелоні. При цьому до складу радіомереж і радіонапрямків, що підлягають радіоподавленню, обов'язково входять радіомережі і радіонапрямки пунктів управління, які володіють найбільшим умовним бойовим потенціалом.

Відповідно до табл. 5.4 при подальшому збільшені до 75 % кількості радіомереж і радіонапрямків, що підлягають радіоподавленню, зниження бойового потенціалу ударних частин і підрозділів складе 0,28, тобто бойовий потенціал зменшиться лише на 0,03, а кількість засобів радіоподавлення зросте в 1,5 рази. Тому здійснення радіоподавлення 50 % радіомереж і радіонапрямків зв'язку армійського корпусу у разі концентрації більшості його частин та з'єднань у першому ешелоні можна вважати достатнім та таким що призведе до досягнення ступеню дезорганізації управління – «порушено».

Наведений підхід носить оціночний характер та може застосовуватись в умовах попередніх розрахунків в умовах жорстокого обмеження часу на прийняття рішення.

5.8. Оцінювання ефективності ведення противником радіоелектронного подавлення в операціях (бойових діях) на основі математичного апарату теорії масового обслуговування.

Постановка задачі. Нехай СУ військами (силами) і зброєю противника в операції (бою), що розглядається, – система масового обслуговування (СМО) з очікуванням, що містить n каналів обслуговування (передачі, приймання інформації). На вхід цієї СУ в динаміці ведення операції (бою) впливає потік заявок (розпоряджень, повідомлень, команд, донесень) з пунктів управління усіх ланок. Потік заявок – найпростіший (відповідає вимогам стаціонарності, ординарності та відсутності післядії). Для вхідного потоку, який розглядається, число вимог k на деякому визначеному відрізку часу розподілено за законом Пуассона (пуассонівський потік) з параметром λ :

$$P_k(t) = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t}. \quad (5.41)$$

Час обслуговування – випадкова величина, що розподілена за експоненційним законом

$$f(t) = \begin{cases} \nu \cdot \exp^{-\nu t} & \text{при } t > 0, \\ 0, & \text{при } t \leq 0 \end{cases} \quad (5.42)$$

з математичним очікуванням $M\{\theta\} = 1/\nu$.

Вирішення задачі. Одним з основних параметрів, що характеризує здатність СУ військами (силами) і зброєю виконувати свої функції в сучасних умовах швидкоплинних військових операцій (бойових дій), є математичне очікування часу $M\{\gamma\}$, впродовж якого вимога (розпорядження, донесення), що надійшла у деякий час $t_{\text{нз}}$ очікує початку обслуговування (наприклад, початок доповіді по технічним засобам зв'язку).

СУ виконує свої функції у повному обсязі тоді та лише тоді, коли

$$M\{\gamma\} \leq \gamma_{\text{доп.}}, \quad (5.43)$$

де $\gamma_{\text{доп.}}$ – критичний час „старіння” інформації у системі управління, при якому досягаються відповідні втрати інформації.

Параметр $\gamma_{\text{доп}}$ визначається інтенсивністю „старіння” інформації у загальному циклі управління військами (силами) і зброєю угруповання противника, що розглядається. При цьому під терміном „старіння” інформації будемо розуміти часткову або повну втрату інформативності розвідданих, команд управління тими, кому вони призначені, з впливом часу. Інтенсивність „старіння” інформації залежить від тактико-технічних характеристик кожної конкретної системи управління військами (силами) і зброєю противника, характеру операції (бойових дій).

Для визначення вимог до величини $\gamma_{\text{доп}}$ охарактеризуємо СУ військами (силами) і зброєю угруповання противника, що протистоїть, ймовірністю P_{cy} події, яка полягає в тому, що час розв'язання завдань з управління $t_{\text{упр.ео}}$ на конкретному етапі ведення операції (бою) не перевищує величини t_{e} потрібного часу випередження:

$$P_{\text{cy}}(\gamma) = P\{t_{\text{упр.ео}}(\gamma) < t_{\text{e}}\} = \int_0^{t_{\text{e}}} F_{\text{упр}}(t_{\text{упр.ео}}(\gamma)) dt, \quad (5.44)$$

$$\text{де } t_{\text{упр}_{\text{ео}}}(\gamma) = t_{p_{\text{сзв}}} + t_{\text{обр}} + t_{\text{вик}} + \gamma, \quad (5.45)$$

де $t_{p_{\text{сзв}}}$ – час добування розвідвідомостей, формування доповідей про стан та положення підлеглими військами (силами);

$t_{\text{обр}}$ – час, що витрачається командуванням на отримання, збирання, обробку даних, оцінку обстановки, прийняття рішення, постановку та доведення завдань до підлеглих (час обробки інформації командуванням);

$t_{\text{вик}}$ – час, необхідний військам (силам) на усвідомлення та виконання поставлених завдань;

t_e – необхідний час випередження противником дій наших військ (сил) з підготовки до удару, зміни позиційного району тощо;

$F_{\text{упр}}(t_{\text{упр}_{\text{ео}}}(\gamma))$ – функція розподілу часу управління на конкретному етапі проведення операції (бою);

γ – час очікування початку обміну повідомленнями у СУ військами (силами) і зброєю противника.

Не втрачаючи загальності викладення та беручи до уваги, що найбільш суттєвий вплив на процес „старіння” інформації у динаміці ведення операції (бою) має компонента $t_{\text{обр}}$, спростимо вираз (5.54) до вигляду

$$t_{\text{упр}_{\text{ео}}} \approx t_{\text{обр}} + \gamma. \quad (5.46)$$

При проведенні оперативно-тактичних розрахунків визначимо $F_{\text{упр}}(t)$ у вигляді

$$F(t_{\text{упр}_{\text{ео}}}(\gamma)) = 1 - \sum_{i=1}^m e^{-\alpha_i(t_{\text{обр}}+\gamma)} \prod_{j \neq i}^m \frac{\alpha_j}{\alpha_j - \alpha_i}, \quad (5.47)$$

де $\alpha_i = m_i n_i - \lambda_{\text{вх}i}$,

$\lambda_{\text{вх}i}$ – інтенсивність вхідного потоку даних на кожній з фаз етапу операції (бою), що надійшли на обробку командуванню;

m_i – інтенсивність обробки в i -й фазі етапу операції (бою);

j – номер фази етапу обробки;

m – кількість фаз етапу операції (бою).

Підставляючи вираз (5.46) у вираз (5.43), враховуючи умову (5.43) та вважаючи, що має місце розподіл часу „старіння” за експоненціальним законом з інтенсивністю, рівною $1/t_{\text{в}}$, ймовірність $P_{\text{су}}$ визначимо у вигляді

$$P_{cy}(t_{yup}(\gamma)) = \int_0^{t_{\epsilon}} e^{-\frac{t_{yup}(\gamma)}{t_{\epsilon}}} \left[\sum_{i=1}^m \alpha_i e^{-\alpha_i t_{yup}(\gamma)} \prod_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^m \frac{\alpha_j}{\alpha_j - \alpha_i} \right] dt_{yup}(\gamma). \quad (5.48)$$

Як приклад застосування на практиці розраховані типові величини параметра $\gamma_{доп}$ для різних ланок управління у системах управління військами (силами) і зброєю провідних країн світу, за яких досягається $P_{cy} \leq 0,2$:

тактична ланка управління – 10 – 20 хвилин;

оперативно-тактична ланка управління – 20 – 25 хвилин;

оперативна ланка управління – 30 – 40 хвилин;

оперативно-стратегічна ланка управління – 40 – 60 хвилин.

Вибір показника та формування критеріїв оцінки ефективності ведення РЕП СУ військами (силами) і зброєю противника. Вплив на СУ військами (силами) і зброєю противника шляхом вогневого ураження (ВУ) та РЕП її вузлів та ліній радіозв'язку, систем та засобів передачі інформації призводить до затримки кожного повідомлення в системі і, внаслідок цього, до часткових збоїв або повної втрати оперативної цінності інформації через переривання та багатократне повторення повідомлень. Зрозуміло, невиконання вимоги (5.43) у складних умовах ведення сучасних операцій (бойових дій) веде до ускладнення, зриву або повного порушення управління військами (силами) і зброєю противника. При цьому у запропонованій моделі СУ як СМО з очікуванням в умовах ведення РЕП кількість m каналів обслуговування визначимо у вигляді

$$m = n - n_{РЕП} - n_{ВУ}, \quad (5.49)$$

де $n_{РЕП}$ – кількість каналів передачі інформації, що подавлені за допомогою засобів РЕП;

$n_{ВУ}$ – кількість каналів передачі інформації, що знищені під час ВУ вузлів зв'язку.

Тому показником оцінки ефективності ведення РЕП в операції (бою) є математичне сподівання часу очікування обслуговування $M\{\gamma\}$ у СУ. Показником оцінки ефективності ведення РЕП також може бути пропускна здатність окремої лінії передачі інформації $N_{лп}$, напрямку радіозв'язку $N_{нз}$, системи зв'язку в цілому N_{cy} в умовах ведення РЕП.

Критерії оцінки ефективності ведення РЕП (5.43) можливо конкретизувати стосовно до відомих ступенів дезорганізації СУ військами (силами) і зброєю противника, табл.5.3.,5.4., вибираючи $\gamma_{\text{доп}}$ із відповідних нерівностей.

Конкретизуємо порядок визначення параметра $M\{\gamma\}$ для визначеної моделі СУ військами (силами) і зброєю противника. Для цього визначимо закон розподілу $F_{\gamma}(z)$ випадкової величини γ .

Нехай $x(t)$ – число вимог, що знаходяться у системі у момент часу t . Тоді ймовірність $P(\gamma \geq z)$, $z > 0$ визначимо у вигляді множення двох ймовірностей

$$P(\gamma \geq z) = \Pi \cdot \exp \left\{ -n \cdot \nu \cdot z \cdot \left(1 - \frac{\lambda}{n \cdot \nu} \right) \right\}, \quad (5.50)$$

$$\text{де } \Pi = \frac{1}{n!} \cdot p_0 \cdot \left(\frac{\lambda}{\nu} \right)^n \cdot \frac{1}{1 - \frac{\lambda}{n \cdot \nu}}; \quad (5.51)$$

$$p_0 = \frac{1}{\sum_{j=0}^{n-1} \frac{1}{j!} \cdot \left(\frac{\lambda}{\nu} \right)^j + \frac{1}{n!} \cdot \left(\frac{\lambda}{\nu} \right)^n \cdot \frac{1}{1 - \frac{\lambda}{n \cdot \nu}}}. \quad (5.52)$$

Враховуючи вирази (5.43), (5.50) та (5.52), після перетворень маємо

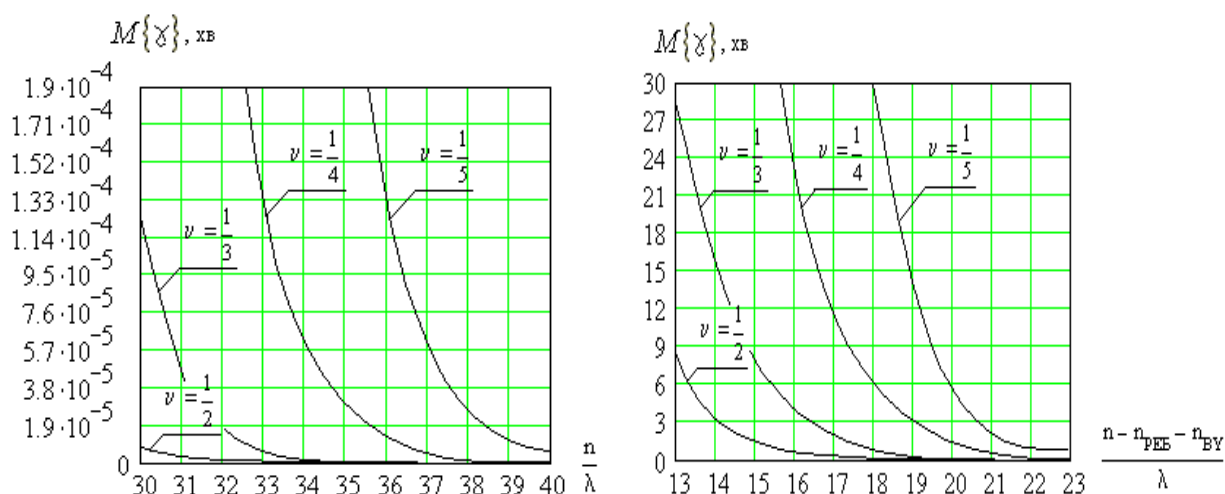
$$F_{\gamma}(z) = \begin{cases} 0 & \text{при } z < 0; \\ 1 - \Pi \cdot \exp \left\{ -n \nu z \cdot \left(1 - \frac{\lambda}{n \nu} \right) \right\} & \text{при } z > 0. \end{cases} \quad (5.53)$$

Враховуючи результат (5.53), вираз для визначення показника ефективності РЕП СУ $M\{\gamma\}$ має вигляд

$$M\{\gamma\} = \frac{\Pi}{n \cdot \nu - \lambda}. \quad (5.54)$$

Показник (5.54) є функцією від числа каналів, що підпадають під вплив, та середнього часу тривалості повідомлення у системі управління військами (силами) і зброєю противника. На рис. 5.1, 5.2 показані графічні залежності значення показника $M\{\gamma\}$ від співвідношення n/λ в умовах відсутності впливу (рис. 5.1) та при здійсненні РЕП та ВУ (рис.5.2) елементів системи управління військами (силами) і зброєю у тактичній ланці управління, середній час

обслуговування повідомлення у каналі радіозв'язку дорівнює відповідно 2, 3, 4, 5 хвилин.



Рисунки 5.1, 5.2 – графічні залежності значення показника $M\{\gamma\}$ від співвідношення n/λ в умовах відсутності впливу (рис. 5.1) та при здійсненні РЕП та ВУ (рис.5.2)

Аналіз наведених графічних результатів свідчить, що у тактичній ланці управління військами (силами) і зброєю зрив управління виникає тоді, коли РЕП та ВУ зазнають не менше 77% каналів управління від загальної кількості каналів у СУ.

Таким чином, результати вирішення задачі дозволили оцінити ефективність ведення РЕП в операціях (бойових діях). Помітимо, що запропонований порядок розрахунків не заперечує відомих підходів, а дозволяє проводити уточнену оцінку ефективності ведення РЕП в операціях (бойових діях) з урахуванням особливостей функціонування СУ військами (силами) і зброєю противника та їх тактико-технічних характеристик. Отримані графічні результати нормовані та можуть застосовуватись в оперативно-тактичних розрахунках, що проводять органи управління всіх ланок під час організації РЕБ та радіоелектронного захисту в операції (бою).

5.9. Порядок розрахунку можливостей радіоподавлення противником спеціального зв'язку при вирішенні оперативно - тактичних задач.

Основним завданням при організації спеціального зв'язку та оцінці ефективності його радіоподавлення противником є визначення співвідношення потужностей (напруг) завадового і корисного сигналів на вході приймача, що подавляється. Ця задача вирішується окремо в конкретній оперативно – тактичній ситуації. Тобто, треба дати відповідь на запитання чи достатнє перевищення потужності завади над сигналом для подавлення кожної обраної

радіолінії в залежності від розміщення (напрямків максимального випромінювання і прийому антен) та відстаней між приймачем та передавачами сигналу і завади.

При вирішенні оперативно – тактичних задач, як правило, здійснюють розрахунки дальностей зв'язку і подавлення, які в подальшому використовуються для розрахунків зон подавлення радіозв'язку (зон простору, де виконуються енергетичні вимоги з подавлення) різних оперативно-тактичних сценаріїв їх застосування.

Розглянемо порядок вирішення цього питання для декількох тактичних сценаріїв організації радіоліній спеціального зв'язку та дій противника по його радіоподавленню.

Задача 5.8. Розрахунок можливостей радіоподавлення противником приймальних пристроїв спеціального зв'язку, що працюють в УКХ діапазоні.

Нехай, на відстані 10 км від наземного пункту управління (НПУ) розташовано радіостанцію спеціального зв'язку, яка працює в УКХ-діапазоні (частота $f = 150$ МГц, потужність передавача $P_{\text{пер}} = 10$ Вт, коефіцієнт підсилення антени $G_{\text{пер}} = 5$ дБ). Для зв'язку використовується ненаправлена антена приймача з коефіцієнтом підсилення $G_{\text{прийм}} = 0$ дБ. На відстані 5 км від НПУ розміщено станцію радіоелектронного подавлення противника (РЕП) із потужністю $P_{\text{РЕП}} = 50$ Вт і коефіцієнтом підсилення антени $G_{\text{РЕП}} = 10$ дБ, яка створює завади на тій самій частоті $f = 150$ МГц.

Мінімально необхідне відношення сигнал/шум (SNR) для стійкого зв'язку становить $\text{SNR}_{\text{мін}} = 10$ дБ. Рівень теплового шуму в приймачі дорівнює $P_{\text{шум}} = -100$ дБм (типовий рівень для УКХ-діапазону з шириною смуги 25 кГц).

Завдання:

оцінити відношення сигнал/завада (SIR) у точці приймача без урахування теплового шуму;

визначити, чи здатна станція РЕП противника порушити зв'язок (тобто знизити SNR нижче 10 дБ);

розрахувати необхідну потужність станції РЕП для гарантованого порушення зв'язку, якщо поточна потужність недостатня.

Порядок рішення задачі.

Дано:

$$P_{\text{пер}} = 10 \text{ Вт} = 10 \text{ дБВт};$$

$$G_{\text{пер}} = 5 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{прийм}} = 0 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{РЕП}} = 10 \text{ дБ};$$

$$f = 150 \text{ МГц, довжина хвилі } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{150 \cdot 10^6} = 2 \text{ м};$$

$$\text{відстань від передавача до приймача } d_{\text{пер}} = 10 \text{ км} = 10^4 \text{ м};$$

$$\text{відстань від станції РЕП до приймача } d_{\text{РЕП}} = 5 \text{ км} = 5 \cdot 10^3 \text{ м};$$

$$P_{\text{шум}} = -100 \text{ дБм};$$

$$\text{SNR}_{\text{мін}} = 10 \text{ дБ}.$$

Крок 1: Розрахунок потужності сигналу в точці приймача.

Формула для потужності сигналу в умовах вільного простору:

$$P_{\text{прийм}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{прийм}} - L_{\text{втр}},$$

де $L_{\text{втр}}$ — втрати на поширення

$$L_{\text{втр}} = 20 \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right), \text{ (тут } d \text{ у метрах, } f \text{ у Гц, } c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с)}.$$

Для передавача ($d = 10^4 \text{ м}$, $f = 150 \cdot 10^6 \text{ Гц}$):

$$L_{\text{втр,пер}} = 20 \cdot \log_{10}(10^4) + 20 \cdot \log_{10}(150 \cdot 10^6) - 20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) + 20 \cdot \log_{10}(4\pi)$$

$$= 20 \cdot 4 + 20 \cdot 8.176 - 20 \cdot 8.477 + 20 \cdot 1.099 = 80 + 163.52 - 169.54 + 21.98 = 95.96 \text{ дБ};$$

$$P_{\text{пер}} = 10 \text{ Вт} = 40 \text{ дБм (оскільки } 0 \text{ дБм} = 1 \text{ мВт, } 10 \text{ Вт} = 10000 \text{ мВт, } 10 \cdot \log_{10}(10000) = 40 \text{ дБм)}.$$

Отже:

$$P_{\text{прийм}} = 40 + 5 + 0 - 95.96 = -50.96 \text{ дБм}.$$

Крок 2: Розрахунок потужності завади в точці приймача.

Для станції РЕП ($d = 5 \cdot 10^3 \text{ м}$):

$$L_{\text{втр,РЕП}} = 20 \cdot \log_{10}(5 \cdot 10^3) + 20 \cdot \log_{10}(150 \cdot 10^6) - 20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) + 20 \cdot \log_{10}(4\pi) = 20 \cdot 3.699 + 163.52 - 169.54 + 21.98 = 73.98 + 163.52 - 169.54 + 21.98 = 89.94 \text{ дБ};$$

$$P_{\text{РЕП}} = 50 \text{ Вт} = 47 \text{ дБм (} 10 \cdot \log_{10}(50000) = 47 \text{ дБм)}.$$

Отже:

$$P_{\text{перешк}} = 47 + 10 + 0 - 89.94 = -32.94 \text{ дБм}.$$

Крок 3: Розрахунок відношення сигнал/завада (SIR).

$$\text{SIR} = P_{\text{прийм}} - P_{\text{перешк}} = -50.96 + 32.94 = -18.02 \text{ дБ}.$$

Отримано від'ємне значення SIR, що означає, що завада значно перевищує сигнал.

Крок 4: Розрахунок відношення сигнал/шум із урахуванням завади (SNR).

Загальна потужність шуму ($P_{\text{шум заг}}$) складається з теплового шуму і завади

$$P_{\text{шум заг}} = 10 \cdot \log_{10}(10^{P_{\text{шум}}/10} + 10^{P_{\text{перешк}}/10}).$$

Переведемо в лінійну шкалу:

$$P_{\text{шум}} = -100 \text{ дБм}, 10^{-100/10} = 10^{-10} \text{ мВт};$$

$$P_{\text{перешк}} = -32.94 \text{ дБм}, 10^{-32.94/10} \approx 5.08 \cdot 10^{-4} \text{ мВт};$$

$$P_{\text{шум заг}} = 10 \cdot \log_{10}(10^{-10} + 5.08 \cdot 10^{-4}) \approx 10 \cdot \log_{10}(5.08 \cdot 10^{-4}) \approx -32.94 \text{ дБм}.$$

(тепловий шум незначний порівняно з перешкодою).

Тоді:

$$\text{SNR} = P_{\text{прийм}} - P_{\text{шум заг}} = -50.96 - (-32.94) = -18.02 \text{ дБ}.$$

Оскільки $\text{SNR} = -18.02 \text{ дБ} < 10 \text{ дБ}$, зв'язок порушено.

Крок 5: Розрахунок необхідної потужності станції РЕП.

Для порушення зв'язку потрібно $\text{SNR} < 10 \text{ дБ}$, тобто:

$$P_{\text{прийм}} - P_{\text{перешк}} < 10 \text{ дБ}, -50.96 - P_{\text{перешк}} < 10, P_{\text{перешк}} > -50.96 - 10 = -60.96 \text{ дБм};$$

Мінімальна $P_{\text{перешк}} = -60.96 \text{ дБм}$;

$$P_{\text{РЕП}} + G_{\text{РЕП}} - L_{\text{втр, РЕП}} = -60.96;$$

$$P_{\text{РЕП}} + 10 - 89.94 = -60.96;$$

$$P_{\text{РЕП}} = -60.96 + 89.94 - 10 = 19 \text{ дБм} = 79.4 \text{ мВт}.$$

Отже, навіть 79.4 мВт достатньо, а 50 Вт значно перевищує цей поріг.

Відповідь:

$$\text{SIR} = -18.02 \text{ дБ};$$

Зв'язок порушено ($\text{SNR} = -18.02 \text{ дБ} < 10 \text{ дБ}$);

Необхідна мінімальна потужність станції РЕП: 79.4 мВт.

Ця задача демонструє оцінку ефективності РЕП у УКХ-діапазоні з урахуванням втрат на поширення радіохвиль і граничного відношення сигнал/завада.

Задача 5.9. Розрахунок можливостей радіоподавлення противником приймальних пристроїв спеціального зв'язку, що працюють в міліметровому діапазоні довжин хвиль.

Потрібно оцінити ефективність РП ліній спеціального зв'язку в міліметровому діапазоні довжин хвиль (приблизно 30-300 ГГц, тобто довжина хвилі від 1 до 10 мм). Міліметровий діапазон довжин хвиль має свої особливості, такі як більші втрати на поширення через атмосферне поглинання та вища спрямованість антен, тому потрібно врахувати ці фактори при проведенні оперативно-тактичних розрахунків.

Нехай, радіостанція спеціального зв'язку працює в міліметровому діапазоні на частоті $f = 60 \text{ ГГц}$ (довжина хвилі $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^9} = 5 \text{ мм}$). Потужність передавача становить $P_{\text{пер}} = 1 \text{ Вт}$, а коефіцієнт підсилення спрямованої антени

$G_{\text{пер}} = 20$ дБ. Приймач розташовано на відстані $d_{\text{пер}} = 2$ км від передавача і має спрямовану антену з $G_{\text{прийм}} = 15$ дБ.

Станція РЕП противника розташована на відстані $d_{\text{РЕП}} = 1$ км (передавач завдає на БПЛА, малогабаритний заноимий тощо) від приймача, працює на тій же частоті $f = 60$ ГГц, має потужність $P_{\text{РЕП}} = 5$ Вт і коефіцієнт підсилення антени $G_{\text{РЕП}} = 25$ дБ. Для стійкого зв'язку потрібне мінімальне відношення сигнал/шум $\text{SNR}_{\text{мін}} = 12$ дБ. Рівень теплового шуму в приймачі становить $P_{\text{шум}} = -90$ дБм (для смуги 1 МГц у міліметровому діапазоні). Додаткові втрати через атмосферне поглинання на частоті 60 ГГц складають $L_{\text{атм}} = 0.5$ дБ/км (типове значення для сухого повітря).

Завдання:

розрахувати відношення сигнал/завада (SIR) у точці прийому без урахування теплового шуму;

визначити, чи здатна станція РЕП противника порушити зв'язок (знизити SNR нижче 12 дБ);

знайти мінімальну потужність РЕП, необхідну для порушення зв'язку, якщо поточна потужність недостатня.

Вирішення задачі.

Дано:

$$P_{\text{пер}} = 1 \text{ Вт} = 30 \text{ дБм};$$

$$G_{\text{пер}} = 20 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{прийм}} = 15 \text{ дБ};$$

$$d_{\text{пер}} = 2 \text{ км} = 2000 \text{ м};$$

$$P_{\text{РЕП}} = 5 \text{ Вт} = 37 \text{ дБм};$$

$$G_{\text{РЕП}} = 25 \text{ дБ};$$

$$d_{\text{РЕП}} = 1 \text{ км} = 1000 \text{ м};$$

$$f = 60 \text{ ГГц} = 60 \cdot 10^9 \text{ Гц}, \lambda = 5 \text{ мм} = 0.005 \text{ м};$$

$$P_{\text{шум}} = -90 \text{ дБм};$$

$$\text{SNR}_{\text{мін}} = 12 \text{ дБ};$$

$$L_{\text{атм}} = 0.5 \text{ дБ/км}.$$

Крок 1: Розрахунок потужності сигналу в точці приймача.

Формула для потужності сигналу в умовах вільного простору

$$P_{\text{прийм}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{прийм}} - L_{\text{втр}} - L_{\text{атм}} \cdot d_{\text{пер}}.$$

Втрати на поширення у вільному просторі

$$L_{\text{втр}} = L_{\text{втр}} = 20 \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right).$$

Для передавача ($d_{\text{пер}} = 2000$ м, $f = 60 \cdot 10^9$ Гц) розрахуємо

$$L_{\text{втр,пер}} = 20 \cdot \log_{10}(2000) + 20 \cdot \log_{10}(60 \cdot 10^9) - 20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) + 20 \cdot \log_{10}(4\pi)$$

$$= 20 \cdot 3.301 + 20 \cdot 10.778 - 20 \cdot 8.477 + 20 \cdot 1.099 = 66.02 + 215.56 - 169.54 + 21.98 = 134 \text{ дБ.}$$

$$\text{Атмосферні втрати} - L_{\text{атм,пер}} = 0.5 \cdot 2 = 1 \text{ дБ.}$$

$$\text{Отже } P_{\text{прийм}} = 30 + 20 + 15 - 134 - 1 = 65 - 135 = -70 \text{ дБм.}$$

Крок 2: Розрахунок потужності завади в точці приймача.

Для станції РЕП ($d_{\text{РЕП}} = 1000 \text{ м}$) розрахуємо

$$L_{\text{втр,РЕП}} = 20 \cdot \log_{10}(1000) + 20 \cdot \log_{10}(60 \cdot 10^9) - 20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) + 20 \cdot \log_{10}(4\pi)$$

$$= 20 \cdot 3 + 215.56 - 169.54 + 21.98 = 60 + 215.56 - 169.54 + 21.98 = 128 \text{ дБ.}$$

$$\text{Атмосферні втрати} - L_{\text{атм,РЕП}} = 0.5 \cdot 1 = 0.5 \text{ дБ.}$$

$$\text{Отже } P_{\text{перешк}} = 37 + 25 + 0 - 128 - 0.5 = 62 - 128.5 = -66.5 \text{ дБм}$$

Крок 3: Розрахунок відношення сигнал/завада (SIR).

$$\text{SIR} = P_{\text{прийм}} - P_{\text{перешк}} = -70 - (-66.5) = -70 + 66.5 = -3.5 \text{ дБ.}$$

Завада перевищує сигнал на 3.5 дБ.

Крок 4: Розрахунок відношення сигнал/шум із урахуванням завади (SNR).

$$\text{Загальна потужність шуму } P_{\text{шум заг}} = 10 \cdot \log_{10}(10^{P_{\text{шум}}/10} + 10^{P_{\text{перешк}}/10}).$$

Переведемо в лінійну шкалу:

$$P_{\text{шум}} = -90 \text{ дБм, } 10^{-90/10} = 10^{-9} \text{ мВт;}$$

$$P_{\text{перешк}} = -66.5 \text{ дБм, } 10^{-66.5/10} \approx 2.24 \cdot 10^{-7} \text{ мВт;}$$

$$P_{\text{шум заг}} = 10 \cdot \log_{10}(10^{-9} + 2.24 \cdot 10^{-7}) \approx 10 \cdot \log_{10}(2.24 \cdot 10^{-7}) \approx -66.5 \text{ дБм.}$$

$$\text{Тоді } \text{SNR} = P_{\text{прийм}} - P_{\text{шум заг}} = -70 - (-66.5) = -3.5 \text{ дБ.}$$

Оскільки $\text{SNR} = -3.5 \text{ дБ} < 12 \text{ дБ}$, зв'язок порушено.

Крок 5: Розрахунок необхідної потужності станції РЕП.

Для порушення зв'язку потрібно $\text{SNR} < 12 \text{ дБ}$, тобто:

$$P_{\text{прийм}} - P_{\text{перешк}} < 12;$$

$$-70 - P_{\text{перешк}} < 12;$$

$$P_{\text{перешк}} > -70 - 12 = -82 \text{ дБм;}$$

Мінімальна $P_{\text{перешк}} = -82 \text{ дБм}$ дорівнює:

$$P_{\text{РЕП}} + G_{\text{РЕП}} - L_{\text{втр, РЕП}} - L_{\text{атм, РЕП}} = -82;$$

$$P_{\text{РЕП}} + 25 - 128 - 0.5 = -82;$$

$$P_{\text{РЕП}} = -82 + 128 + 0.5 - 25 = 21.5 \text{ дБм.}$$

Як можна розрахувати $21.5 \text{ дБм} = 141.25 \text{ мВт}$. Поточна потужність $5 \text{ Вт} = 37 \text{ дБм}$ значно перевищує необхідну.

Відповідь:

$$\text{SIR} = -3.5 \text{ дБ;}$$

зв'язок порушено ($\text{SNR} = -3.5 \text{ дБ} < 12 \text{ дБ}$);

необхідна мінімальна потужність станції РЕП - 141.25 мВт.

Ця задача враховує специфіку міліметрового діапазону, включаючи атмосферні втрати та високу спрямованість антен.

Задача 5.10. Розрахунок змін відношення сигнал/шум на вході приймача в умовах радіоподавлення противником засобів спеціального зв'язку, що працюють в УКХ діапазоні.

Нехай, радіостанція спеціального зв'язку працює в УКХ-діапазоні на частоті $f = 100 \text{ МГц}$, що відповідає довжині хвилі $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^6} = 3 \text{ м}$. Потужність передавача радіостанції становить $P_{\text{пер}} = 20 \text{ Вт}$, а його антена має коефіцієнт підсилення $G_{\text{пер}} = 6 \text{ дБ}$, що характеризує спрямованість випромінювання. Приймач розташований на відстані $d_{\text{пер}} = 15 \text{ км}$ від передавача і оснащений ненаправленою антеною з коефіцієнтом підсилення $G_{\text{прийм}} = 0 \text{ дБ}$.

Для подавлення зв'язку противником використовується станція радіоелектронного подавлення (РЕП), яка працює на тій же частоті $f = 100 \text{ МГц}$. Потужність станції РЕП становить $P_{\text{РЕП}} = 40 \text{ Вт}$, а її антена має коефіцієнт підсилення $G_{\text{РЕП}} = 8 \text{ дБ}$. Станція РЕП розміщена на відстані $d_{\text{РЕП}} = 8 \text{ км}$ від приймача. Рівень теплового шуму в приймачі, обумовлений тепловими процесами в електроніці та навколишньому середовищі, дорівнює $P_{\text{шум}} = -95 \text{ дБм}$ для смуги пропускання 25 кГц , що є типовим значенням для УКХ- радіозв'язку.

Завдання:

розрахувати відношення сигнал/шум ($\text{SNR}_{\text{без}}$) у точці приймача за відсутності завади від станції РЕП;

розрахувати відношення сигнал/шум (SNR_3) у присутності завади від станції РЕП, враховуючи як тепловий шум, так і заваду;

визначити коефіцієнт $K_{\text{под}}$, який показує, у скільки разів відношення сигнал/шум зменшується через заваду, і виразити його в децибелах. Коефіцієнт подавлення визначити, як $K_{\text{под}} = \frac{\text{SNR}_{\text{без}}}{\text{SNR}_3}$ у лінійній шкалі та $K_{\text{под}} = \text{SNR}_{\text{без}} - \text{SNR}_3$ у децибелах.

Вирішення задачі.

Дано:

$P_{\text{пер}} = 20 \text{ Вт} = 40 \text{ дБм}$ (оскільки $1 \text{ Вт} = 30 \text{ дБм}$, $20 \text{ Вт} = 30 + 10 \cdot \log_{10}(20) = 30 + 13 = 43 \text{ дБм}$);

$G_{\text{пер}} = 6 \text{ дБ}$;

$G_{\text{прийм}} = 0 \text{ дБ}$,

$d_{\text{пер}} = 15 \text{ км} = 15000 \text{ м}$;

$$P_{\text{РЕП}} = 40 \text{ Вт} = 46 \text{ дБм} \quad (40 \text{ Вт} = 30 + 10 \cdot \log_{10}(40) = 30 + 16 = 46 \text{ дБм});$$

$$G_{\text{РЕП}} = 8 \text{ дБ};$$

$$d_{\text{РЕП}} = 8 \text{ км} = 8000 \text{ м};$$

$$f = 100 \text{ МГц} = 10^8 \text{ Гц}, \lambda = 3 \text{ м};$$

$$P_{\text{шум}} = -95 \text{ дБм},$$

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с} - \text{швидкість світла.}$$

Крок 1: Розрахунок $\text{SNR}_{\text{без}}$ (без врахування завади).

Розрахунок потужності сигналу в точці приймача. Потужність сигналу визначається за рівнянням радіозв'язку у вільного простору

$$P_{\text{прийм}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{прийм}} - L_{\text{втр}},$$

де $L_{\text{втр}}$ — втрати на поширення у вільному просторі (в децибелах);

$$L_{\text{втр}} = 20 \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right).$$

Обчислимо втрати для сигналу свого передавача ($d_{\text{пер}} = 15000 \text{ м}$, $f = 10^8 \text{ Гц}$)

$$20 \cdot \log_{10}(15000) = 20 \cdot \log_{10}(1.5 \cdot 10^4) = 20 \cdot (\log_{10}(1.5) + 4) = 20 \cdot (0.176 + 4) = 20 \cdot 4.176 = 83.52 \text{ дБ},$$

$$20 \cdot \log_{10}(10^8) = 20 \cdot 8 = 160 \text{ дБ},$$

$$20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) = 20 \cdot 8.477 = 169.54 \text{ дБ},$$

$$20 \cdot \log_{10}(4\pi) = 20 \cdot \log_{10}(12.566) = 20 \cdot 1.099 = 21.98 \text{ дБ}.$$

$$L_{\text{втр,пер}} = 83.52 + 160 - 169.54 + 21.98 = 95.96 \text{ дБ}.$$

$$\text{Тоді } P_{\text{прийм}} = 43 + 6 + 0 - 95.96 = -46.96 \text{ дБм}.$$

Відношення сигнал/шум в умовах відсутності РП дорівнює $\text{SNR}_{\text{без}} = P_{\text{прийм}} - P_{\text{шум}} - \text{SNR}_{\text{без}} = -46.96 - (-95) = -46.96 + 95 = 48.04 \text{ дБ}$.

Це означає, що в ідеальних умовах (без завади) SNR становить 48.04 дБ, що забезпечує стійкий зв'язок.

Крок 2: Розрахунок SNR_z (з урахуванням дій засобів радіоподавлення).

Потужність сигналу в точці приймача визначається як

$$P_{\text{перешк}} = P_{\text{РЕП}} + G_{\text{РЕП}} + G_{\text{прийм}} - L_{\text{втр,РЕП}}.$$

Обчислимо втрати при розповсюдженні сигналу засобу РЕП ($d_{\text{РЕП}} = 8000 \text{ м}$)

$$20 \cdot \log_{10}(8000) = 20 \cdot \log_{10}(8 \cdot 10^3) = 20 \cdot (0.903 + 3) = 20 \cdot 3.903 = 78.06 \text{ дБ};$$

$$20 \cdot \log_{10}(10^8) = 20 \cdot 8 = 160 \text{ дБ};$$

$$20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) = 20 \cdot 8.477 = 169.54 \text{ дБ};$$

$$20 \cdot \log_{10}(4\pi) = 20 \cdot \log_{10}(12.566) = 20 \cdot 1.099 = 21.98 \text{ дБ};$$

$$L_{\text{втр,РЕП}} = 78.06 + 160 - 169.54 + 21.98 = 90.48 \text{ дБ}.$$

$$\text{Тоді } P_{\text{перешк}} = 46 + 8 + 0 - 90.48 = 54 - 90.48 = -36.48 \text{ дБм}.$$

Розрахуємо загальна потужність шуму. Загальний потужність шуму на вході приймача складається з потужності теплового шуму ($P_{\text{шум}}$) і завади ($P_{\text{перешк}}$).

$$P_{\text{шум заг}} = 10 \cdot \log_{10}(10^{P_{\text{шум}}/10} + 10^{P_{\text{перешк}}/10}).$$

Зробимо перехід до лінійної шкали

$$P_{\text{шум}} = -95 \text{ дБм}, 10^{-95/10} = 10^{-9.5} \approx 3.16 \cdot 10^{-10} \text{ мВт},$$

$$P_{\text{перешк}} = -36.48 \text{ дБм}, 10^{-36.48/10} = 10^{-3.648} \approx 2.25 \cdot 10^{-4} \text{ мВт}.$$

$$P_{\text{шум заг, лін}} = 3.16 \cdot 10^{-10} + 2.25 \cdot 10^{-4} \approx 2.25 \cdot 10^{-4} \text{ дБм}.$$

Зауважимо, що потужність теплового шуму значно менший за потужність завади, тому нею можна знехтувати для приблизного розрахунку.

Здійснимо зворотне перетворення у дБм

$$P_{\text{шум заг, лін}} = 10 \cdot \log_{10}(2.25 \cdot 10^{-4}) = 10 \cdot (-3.648) \approx -36.48 \text{ дБм}.$$

Відношення сигнал/шум із перешкодою:

$$\text{SNR}_3 = P_{\text{прийм}} - P_{\text{шум заг}};$$

$$\text{SNR}_3 = -46.96 - (-36.48) = -46.96 + 36.48 = -10.48 \text{ дБ}.$$

Від'ємне значення SNR вказує, що завада значно перевищує сигнал, і зв'язок в умовах РП противника буде неможливий.

Крок 3: Розрахунок коефіцієнта $K_{\text{п}}$.

Коефіцієнт $K_{\text{п}}$ показує, наскільки застосування завади знижує відношення сигнал/шум на вході приймача. Зокрема,

$$K_{\text{под}} = \text{SNR}_{\text{без}} - \text{SNR}_3, \quad K_{\text{под}} = 48.04 - (-10.48) = 48.04 + 10.48 = 58.52 \text{ дБ}.$$

У лінійній шкалі (для перевірки)

$$K_{\text{под, лін}} = 10^{\frac{\text{SNR}_{\text{без}}}{10}} / 10^{\frac{\text{SNR}_3}{10}} = 10^{48.04/10} / 10^{-10.48/10} = 10^{4.804} \cdot 10^{1.048},$$

$$10^{4.804} \approx 6.37 \cdot 10^4, 10^{1.048} \approx 11.17, K_{\text{под, лін}} \approx 6.37 \cdot 10^4 \cdot 11.17 \approx 7.11 \cdot 10^5.$$

Це означає, що SNR знизилось приблизно в 711000 разів через заваду.

Відповідь:

відношення сигнал/шум без завади: $\text{SNR}_{\text{без}} = 48.04 \text{ дБ}$;

відношення сигнал/шум без завади: $\text{SNR}_3 = -10.48 \text{ дБ}$;

коефіцієнт подавлення: $K_{\text{под}} = 58.52 \text{ дБ}$ (або $\approx 7.11 \cdot 10^5$ у лінійній шкалі).

Ця задача детально ілюструє, як завада, що створюється засобом РП противника впливає на можливість організації зв'язку.

Ось приклад розрахункової задачі з оцінки можливості радіорозвідки лінії зв'язку в УКХ-діапазоні. Задача буде сформульована так, щоб врахувати типові параметри радіозв'язку та радіорозвідувального обладнання, а рішення буде детально розписане з поясненням всіх кроків.

Задача 5.11. Розрахунок можливостей з радіорозвідки противником лінії спеціального зв'язку в УКХ-діапазоні.

Радіостанція спеціального зв'язку працює в УКХ-діапазоні на частоті $f = 70$ МГц (довжина хвилі $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{70 \cdot 10^6} = 4.29$ м). Потужність передавача радіостанції становить $P_{\text{пер}} = 25$ Вт, а коефіцієнт підсилення $G_{\text{пер}} = 4$ дБ. Передавач розташований на відстані $d = 20$ км від станції радіорозвідки противника.

Станція радіорозвідки противника оснащена приймальною антеною з коефіцієнтом підсилення $G_{\text{розв}} = 10$ дБ і чутливістю приймача $P_{\text{мін}} = -110$ дБм (мінімальний рівень сигналу, який може бути виявлений при смузі пропускання 25 кГц). Рівень теплового шуму в приймачі становить $P_{\text{шум}} = -105$ дБм. Для успішного виконання завдань з радіорозвідки необхідне відношення сигнал/шум ($\text{SNR}_{\text{мін}} = 6$ дБ).

Завдання:

розрахувати потужність сигналу на вході розвідприймача противника та визначити відношення сигнал/шум (SNR);

з'ясувати, чи можливо здійснити радіорозвідку засобів спеціального зв'язку за заданих умов.

Вирішення задачі.

Дано:

$$P_{\text{пер}} = 25 \text{ Вт} = 44 \text{ дБм} \quad (10 \cdot \log_{10}(25000) = 30 + 14 = 44 \text{ дБм});$$

$$G_{\text{пер}} = 4 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{розв}} = 10 \text{ дБ};$$

$$d = 20 \text{ км} = 20000 \text{ м};$$

$$f = 70 \text{ МГц} = 70 \cdot 10^6 \text{ Гц}, \quad \lambda = 4.29 \text{ м};$$

$$P_{\text{мін}} = -110 \text{ дБм} \text{ (чутливість приймача)};$$

$$P_{\text{шум}} = -105 \text{ дБм} \text{ (тепловий шум)};$$

$$\text{SNR}_{\text{мін}} = 6 \text{ дБ};$$

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с} \text{ – швидкість світла.}$$

Крок 1. Розрахунок потужності сигналу на вході приймача радіорозвідки противника.

Потужність сигналу, що надходить до розвідприймача, розраховується за рівнянням поширення радіохвиль у вільному просторі

$$P_{\text{прийм}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{розв}} - L_{\text{втр}},$$

де $L_{\text{втр}}$ — втрати на поширення у вільному просторі (у децибелах)

$$L_{\text{втр}} = 20 \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right).$$

Проведемо обчислення $L_{\text{втр}}$ для сукупності умов - $d = 20000$ м, $f = 70 \cdot 10^6$ Гц:

$$20 \cdot \log_{10}(20000) = 20 \cdot \log_{10}(2 \cdot 10^4) = 20 \cdot (\log_{10}(2) + 4) = 20 \cdot (0.301 + 4) = 20 \cdot 4.301 = 86.02 \text{ дБ};$$

$$20 \cdot \log_{10}(70 \cdot 10^8) = 20 \cdot \log_{10}(7 \cdot 10^7) = 20 \cdot (0.845 + 7) = 20 \cdot 7.845 = 156.9 \text{ дБ};$$

$$20 \cdot \log_{10}(3 \cdot 10^8) = 20 \cdot 8.477 = 169.54 \text{ дБ};$$

$$20 \cdot \log_{10}(4\pi) = 20 \cdot \log_{10}(12.566) = 20 \cdot 1.099 = 21.98 \text{ дБ};$$

$$L_{\text{втр}} = 86.02 + 156.9 - 169.54 + 21.98 = 95.36 \text{ дБ}.$$

Тоді маємо

$$P_{\text{прийм}} = 44 + 4 + 10 - 95.96 = -37.36 \text{ дБм}.$$

Отже, потужність сигналу на вході розвідприймача становить -37.36 дБм.

Крок 2. Розрахунок відношення сигнал/шум (SNR) на вході розвідприймача противника.

Відношення сигнал/шум визначається як різниця між потужністю отриманого сигналу і рівнем теплового шуму

$$\text{SNR} = P_{\text{прийм}} - P_{\text{шум}}, \text{SNR} = -37.36 - (-105) = -37.36 + 105 = 67.64 \text{ дБ}.$$

Можна зробити висновок, що SNR становить 67.64 дБ, що значно перевищує мінімально необхідне значення 6 дБ.

Крок 3. Оцінка можливості ведення противником радіорозвідки засобів УКХ радіозв'язку.

Для успішної радіорозвідки засобу спеціального зв'язку потрібно щоб потужність сигналу на вході розвідприймача повинна перевищувати його мінімальний пороговий рівень чутливості $P_{\text{прийм}} = -37,36 \text{ дБм} > P_{\text{мін}} = -110 \text{ дБм}$.

Проведені попередні розрахунки дозволяють зробити висновок, що умова виконується, $-37,36 > -110$ дБм, а відношення сигнал/шум є достатнім для ведення радіорозвідки засобу спеціального зв'язку - $\text{SNR} = 67,64 \text{ дБ} > \text{SNR}_{\text{мін}} = 6 \text{ дБ}$. Умова також виконується та сигнал засобу спеціального зв'язку добре розпізнається на фоні шуму. Отже, виконання противником завдань з радіорозвідки засобу спеціального зв'язку є можливим за заданих оперативно-тактичних умов.

Відповідь:

потужність сигналу в точці радіорозвідки: $P_{\text{прийм}} = -37,36 \text{ дБм}$;

Відношення сигнал/шум : $\text{SNR} = 67.64 \text{ дБ}$;

Радіорозвідка можлива ($P_{\text{прийм}} > P_{\text{мін}}, \text{SNR} > \text{SNR}_{\text{мін}}$);

Ця задача детально показує, як оцінити можливість радіорозвідки УКХ-сигналу з урахуванням параметрів передавача і приймача.

5.10. Визначення ефективності ведення РЕБ за інформаційними критеріями.

При організації спеціального зв'язку виникає задача визначення ефективності ведення противником радіоподавлення свої приймальних пристроїв. Різноманіття способів застосування сил і засобів РЕБ противника, як вже неодноразово відзначалось вище, пояснює наявність широкого спектру окремих методик оцінки ефективності радіоподавлення РЕЗ. Всі вони суттєво відрізняються одна від іншої, а саме: 1) критерієм ефективності; 2) показником ефективності; 3) класом РЕ систем і засобів, що подавляються.

Це дозволяє зробити висновок, що застосування кожної з цих методик обмежено класом радіоелектронних систем і засобів, що подавляються, для яких, власно і призначена конкретна методика. Отже, при оцінці ефективності застосування сукупності сил і засобів РЕП в операціях (бойових діях) в цілому, виникає питання узгодження результатів оцінки ефективності радіоелектронного подавлення різноманітних РЕ систем і засобів противника.

Що стосується оцінки ефективності заходів РЕ захисту, то відомі, наприклад, методики оцінки впливу радіоперешкод на функціонування РЛС виявлення повітряних цілей, на ефективність ЗРК, на функціонування РЕ систем і засобів зв'язку і інші. Але їм притаманні такі ж самі недоліки, що й зазначеним вище.

Таким чином, при оцінці ефективності застосування сукупності сил і засобів РЕБ, наприклад, в операціях (бойових дій) виникає питання узгодження результатів оцінки ефективності всіх без винятку заходів РЕБ, які спрямовуються на вирішення відповідних завдань. Для цього кількісні і якісні співвідношення ефективності застосування сил і засобів РЕБ можна формалізувати на основі *критерію інформаційної ефективності*.

Важливим для критерію інформаційної ефективності є поняття інформаційного потенціалу. Під *інформаційним потенціалом* угруповання засобів спеціального зв'язку, військ (сил) будемо розуміти загальну кількість інформації, що циркулює в системах управління СУ керівництва держави, військами (силами) і зброєю всіх рівнях в рамках даного угруповання з урахуванням інформаційного впливу з боку угруповання військ (сил) протидіючої сторони. Тоді, ефективність РЕБ в РЕ просторі може визначатися наступними факторами:

1. Інформаційними можливостями своєї СУ, які, в свою чергу, визначаються:

а) кількістю інформації, що циркулює в СУ в одиницю часу – $C_{СУ}$, тобто швидкістю відтворення нової інформації всіма органами управління СУ:

$$C_{cy} = \sum_j k_j \sum_i a_{ji} C_{ji}, \quad (5.55)$$

де $C_{ji} = F_i \log(1 + q_{ci}^2)$ – пропускна спроможність i -ї радіомережі j -го рівня управління;

F_i – смуга пропускання радіоелектронного засобу (РЕЗ), працюючого в i -й радіомережі j -го рівня управління;

q_{ci}^2 – відношення сигнал-шум на вході прийомного пристрою РЕЗ, працюючого в i -й радіомережі j -го рівня управління;

a_{ji} – коефіцієнт використання i -ї радіомережі j -го рівня управління; k_j – коефіцієнт важливості j -го рівня управління;

б) тривалістю циклу управління - T_u ;

2. Інформаційними можливостями системи радіоелектронної розвідки (РЕР), які визначаються кількістю інформації про противника, яка добувається і обробляється в одиницю часу - C_{PEP} :

$$C_{PEP} = \sum_j k_j \sum_i C_{Pji}, \quad (5.56)$$

де $C_{Pji} = F_{pi} \log(1 + q_{ci}^2)$ – пропускна спроможність i -го засобу РЕР j -го рівня управління;

F_{pi} – смуга пропускання i -го засобу РЕР j -го рівня управління;

q_{ci}^2 – відношення сигнал-шум на вході прийомного пристрою i -го засобу РЕР j -го рівня управління.

3. Інформаційними можливостями системи РЕП, що визначаються кількістю інформації, яка циркулює в СУ противника за одиницю часу, котра стає непридатною до використання внаслідок впливу на елементи СУ засобів РЕП – C_{PEP} :

$$C_{PEP} = \sum_j^k \sum_i C_{PEPji}, \quad (5.57)$$

де $C_{PEPji} = \sum_k F'_k \log(1 + q_{nk}^2)$ – спроможність i -го засобу РЕП j -го рівня управління руйнувати інформацію в k -ому РЕЗ противника;

F'_k – смуга пропускання k -го РЕЗ противника;

q_{nk}^2 – відношення завада-сигнал на вході прийомного пристрою k -го РЕЗ противника.

4. Інформаційними можливостями виведених з ладу РЕЗ СУ, внаслідок дії засобів вогневого ураження (ВУ) протидіючої сторони - C_{BV} :

$$C_{BV} = \sum_j^k a_{ji} C_{ji}^{BV}, \quad (5.58)$$

де: C_{ji}^{BV} – пропускна спроможність виведеного з ладу i -го РЕЗ j -го рівня управління.

СУ буде виконувати завдання за призначенням в умовах ВУ і РЕП з боку противника з показниками C'_{BV} , $C'_{РЕП}$ з урахуванням взаємного заважаючого впливу його РЕЗ з показником $C_{ЕМС}$ при збереженні так званого диференціального інформаційного потенціалу СУ — C на рівні не нижче критичного $C_{кр}$:

$$C = C_{СУ} + C_{РЕР} - C'_{РЕП} - C'_{BV} - C_{ЕМС} > C_{кр}. \quad (5.59)$$

Диференціал потенціалу C характеризує середню швидкість зміни інформаційного потенціалу системи, $C = \overline{dI/dt}$.

З урахуванням виконання основних заходів РЕБ щодо протидії (ПД) РЕР для забезпечення РЕП, РЕ захисту РЕЗ від РЕП, ПД РЕР для забезпечення застосування зброї, РЕ захисту РЕЗ в рамках забезпечення ЕМС уточнена формула для диференціального інформаційного потенціалу має вигляд:

$$C = C_{СУ} + C_{РЕР} - C^*_{РЕП} - C^*_{BV} - C^*_{ЕМС}, \quad (5.60)$$

де $C^*_{РЕП} = C'_{РЕП} - П^{РЕП}_{РЕЗ} - П^{РЕП}_{ПД РЕР}$;

$П^{РЕП}_{РЕЗ}$, $П^{РЕП}_{ПД РЕР}$ – поправки, що враховують інформаційну результативність здійснення заходів щодо РЕ захисту РЕЗ від РЕП і ПД РЕР в інтересах РЕП відповідно;

$C^*_{BV} = C'_{BV} - П^{BV}_{ПД РЕР}$;

$П^{BV}_{ПД РЕР}$ – поправка, що враховує інформаційну результативність виконання заходів щодо ПД РЕР в інтеРЕЗах застосування зброї;

$C^*_{ЕМС} = C_{ЕМС} - П^{ЕМС}_{РЕЗ}$; $П^{ЕМС}_{РЕЗ}$ – поправка, що враховує інформаційну результативність виконання заходів щодо РЕ захисту РЕЗ в рамках забезпечення ЕМС.

Потенційну ступінь інформаційного впливу системи ВУ і системи РЕП з показниками C_{BV} і $C_{РЕП}$ на інформаційний потенціал СУ противника можна оцінити співвідношенням:

$$K_{ном} = \frac{C_{BV} + C_{РЕП}}{C'_{СУ} + C'_{РЕР}}. \quad (5.61)$$

В реальних умовах показник K інформаційного впливу системи ВУ і системи РЕП буде нижче потенційного K_{nom} внаслідок проведення протидіючою стороною заходів щодо ПД РЕР і РЕ захисту з інформаційною результативністю $\Pi'^{BY}_{ПД РЕР}$, $\Pi'^{РЕП}_{ПД РЕР}$, $\Pi'^{РЕП}_{РЕЗ}$ відповідно:

$$K = \frac{C_{BY} - \Pi'^{BY}_{ПД РЕР} + C_{РЕП} - \Pi'^{РЕП}_{ПД РЕР} - \Pi'^{РЕП}_{РЕЗ}}{C_{СУ} + C'_{РЕР}} =$$

$$= K_{nom} - \Delta'_{ПД РЕР, РЕЗ}, \quad (5.62)$$

$$\text{де } \Delta'_{ПД РЕР, РЕЗ} = \frac{\Pi'^{BY}_{ПД РЕР} + \Pi'^{РЕП}_{ПД РЕР} + \Pi'^{РЕП}_{РЕЗ}}{C_{СУ} + C'_{РЕР}}$$

– ефективність заходів ПД РЕР і РЕ захисту, що здійснюються протидіючою стороною.

Аналогічно, показник K' інформаційного впливу системи ВУ і системи РЕП противника в реальних умовах буде нижче потенційного K'_{nom} внаслідок проведення нашою стороною заходів щодо ПД РЕР і РЕ захисту з ефективністю $\Delta_{ПД РЕР, РЕЗ}$:

$$K' = K'_{nom} - \Delta_{ПД РЕР, РЕЗ}. \quad (5.63)$$

При веденні РЕБ з «сильним» противником $K' > 0,5$ успіху можна досягти за рахунок достатньо ефективних заходів щодо ПД РЕР і РЕ захисту. Так, наприклад, при значеннях ефективності заходів ПД РЕР і РЕ захисту $\Delta_{ПД РЕР, РЕЗ}$, що дорівнює 25%, можна забезпечити зниження показника інформаційного впливу з боку противника до двох разів.

Зниження диференціального інформаційного потенціалу СУ в певних межах приводить до якісних змін ефективності функціонування СУ, що приводить до дезорганізації управління.

В залежності від величини K (5.63), умовно можна розрізнити три ступені дезорганізації управління СУ противника: “ускладнено” - коли $0,25 < K \leq 0,5$; “порушено” - коли $0,5 < K \leq 0,75$ і “зірвано”, коли значення K перевищує 0,75.

Крім диференціального інформаційного потенціалу СУ C , іншою, декілька більш складною інформаційною характеристикою СУ є абсолютний інформаційний потенціал (далі просто інформаційний потенціал) - $I(t)$. Під інформаційним потенціалом СУ будемо розуміти загальну кількість корисної інформації I , якою володіє СУ в даний момент часу t .

Для визначення інформаційного потенціалу СУ скористаємось наступними припущеннями і допущеннями. Нехай в початковий момент часу $t = 0$, кількість інформації в системі дорівнює I_0 . Розглянемо для простоти випадок, коли швидкість зміни інформації в СУ C є постійною величиною. Нехай також швидкість знецінювання (або старіння) інформації в СУ $C_{стар}$ визначається виразом:

$$C_{стар} = cI(t)/T, \quad (5.64)$$

де: c – коефіцієнт, що визначає відсоток застарілої інформації від інформаційного потенціалу, який є в СУ, за час T ;

$T = \min [T'_у, T_у]$ – мінімальний цикл управління протидіючих СУ.

В цьому випадку рівняння інформаційного балансу в СУ прийме вигляд:

$$I(t) = I_0 + C \cdot t - \frac{c}{T} \int_0^t I(\tau) d\tau. \quad (5.65)$$

Вирішивши дане інтегральне рівняння, отримаємо

$$I(t) = I_0 \exp\left(-\frac{c}{T}t\right) + C \frac{T}{c} \left[1 - \exp\left(-\frac{c}{T}t\right)\right]. \quad (5.66)$$

Аналіз отриманого рішення рівняння інформаційного балансу в СУ дозволяє зробити наступні висновки:

1) Властивість старіння інформації в СУ зумовлює достатньо швидке знецінювання початкового запасу інформації I_0 , який був в системі до початку функціонування.

2) Реальний інформаційний потенціал в СУ визначається виразом:

$$I = C \cdot \frac{T}{c}, \quad (5.67)$$

Використовуючи формули (5.64), (5.65) і (5.66), можна скласти і оцінити інформаційне співвідношення протидіючих сторін на основі порівняння їхніх інформаційних потенціалів I і I' :

$$I \leftrightarrow I'. \quad (5.68)$$

Абсолютна перевага над противником в РЕ просторі досягається при співвідношенні $I > 3I'$.

Спільний аналіз виразів, що визначають співвідношення інформаційних потенціалів протидіючих сторін (5.64)–(5.67) дозволяє зробити висновок про те, що співвідношення (5.68) еквівалентне співвідношенню диференціальних інформаційних потенціалів СУ:

$$C \leftrightarrow C'. \quad (5.69)$$

Співвідношення (5.69) еквівалентне співвідношенню інформаційних можливостей протидіючих сторін W і W' в цілому:

$$W \leftrightarrow W', \quad (5.70)$$

де $-W = C_{CY} + C_{PEP} + C_{PEB} + C_{BY} - C_{EMC}$; $C_{PEB} = C_{PEП} + П^{PEП}_{PEЗ} + П^{PEП}_{ПД PEP} + П^{BY}_{ПД PEP} + П^{EMC}_{PEЗ}$ – інформаційні можливості системи РЕБ в цілому (включаючи РЕП, ПД РЕР, РЕ захист).

Вирішальний вклад в досягненні переваги при веденні РЕБ противником забезпечують наступні фактори:

перевага в інформаційних можливостях СУ в цілому, включаючи інформаційні можливості СУ всіх рівнів - $C_{CY} > C'_{CY}$;

перевага в інформаційних можливостях системи РЕР - $C_{PEP} > C'_{PEP}$;

перевага в інформаційних можливостях системи РЕБ - $C_{PEB} > C'_{PEB}$;

перевага в інформаційному еквіваленті системи ВУ РЕЗ СУ противника – $C_{BY} > C'_{BY}$.

Ефективність ведення РЕБ противником може бути охарактеризована наступною системою показників:

1) Ступінь інформаційної ефективності системи управління державою, угруповання військ (сил) оцінюється коефіцієнтом відносної ефективності системи управління - K_{CY} :

$$K_{CY} = \frac{2C_{CY}}{W+W'}. \quad (5.68)$$

2) Ступінь інформаційної ефективності сил і засобів РЕР угруповання військ (сил) оцінюється коефіцієнтом відносної ефективності системи РЕР - K_{PEP} :

$$K_{PEP} = \frac{2C_{PEP}}{W+W'}. \quad (5.69)$$

3) Ступінь інформаційної ефективності сил і засобів РЕБ угруповання військ (сил) оцінюється коефіцієнтом відносної ефективності системи РЕБ - K_{PEB} :

$$K_{PEB} = \frac{2C_{PEB}}{W+W'} \quad (5.70)$$

4) Ступінь інформаційної ефективності сил і засобів ВУ угруповання військ (сил) оцінюється коефіцієнтом відносної ефективності системи ВУ – K_{BY} :

$$K_{BY} = \frac{2C_{BY}}{W+W'} \quad (5.71)$$

Якщо сума означених коефіцієнтів відносної ефективності СУ, систем РЕР, РЕБ і ВУ угруповання своїх військ (сил) перевищують одиницю в $2N/(N+1)$ разів:

$$K_{CY} + K_{PER} + K_{PEB} + K_{BY} = 2N/(N+1) > 1, \quad (5.72)$$

то створене угруповання військ (сил) володіє інформаційним перевагою над угрупованням військ (сил) противника в N разів: $W = NW'$.

Показником ефективності застосування сил і засобів РЕБ в цілому – E_{PEB} може бути співвідношення, що характеризує питому вагу інформаційних можливостей системи РЕБ відносно інформаційного ресурсу протидіючої сторони:

$$E_{PEB} = \frac{2C_{PEB}}{C_{CY} + C_{PER} + C'_{CY} + C'_{PER}} \quad (5.73)$$

З урахуванням можливостей системи ВУ C_{BY} ефективність системи РЕБ може бути оцінена співвідношенням:

$$E_{PEB + BY} = \frac{2(C_{PEB} + C_{BY})}{C_{CY} + C_{PER} + C'_{CY} + C'_{PER}} \quad (5.74)$$

З співвідношень (5.68)...(5.81) слідує важливий практичний висновок, що ефективність системи РЕБ противника не може бути оцінена без врахування співвідношення інформаційних можливостей системи РЕБ з інформаційними можливостями СУ, системи РЕР і системи ВУ протидіючих сторін. Таким чином, ефективність системи РЕБ повинна оцінюватися паралельно з оцінкою інформаційної ефективності СУ військами (силами) і зброєю, системи розвідки і системи ВУ як свого угруповання військ (сил), так і угруповання військ (сил) протидіючої сторони. Тільки такий комплексний підхід до оцінки інформаційних можливостей кожної системи, тим чи іншим чином впливаючих на

інформаційний потенціал угруповання військ (сил) здатний забезпечити отримання задовільної оцінки ефективності ведення РЕБ при приведенні оперативно-тактичних розрахунків.

5.11. Визначення ефективності ведення РЕБ з використанням лінгвістичних змінних.

Ефективним для визначення ефективності РЕБ при організації спеціального зв'язку є використання лінгвістичних змінних.

При оцінці ефективності ведення радіоелектронної боротьби на практиці використовуються три ступені дезорганізації системи управління (СУ) військами і зброєю, див. п.п.5.3:

- зрив управління;
- порушення управління;
- ускладнення управління.

Недоліки визначення цих ступенів дезорганізації наступні:

кількісні межі кожного ступеня дезорганізації є крапковими, що знижує достовірність їх правильного визначення;

постійні оцінки визначення меж ступенів дезорганізації не є стійкими до варіацій вихідних даних (наприклад, для різних країн і противників, а також періодично (навіть щороку) для однієї країни ці оцінки можуть суттєво змінюватися);

завжди є можливість того, що результати вогневого ураження та радіоелектронного подавлення (РЕП) елементів СУ не будуть досягнуті, оскільки ураження або подавлення елементів управління не є достовірними подіями, крім того немає повної визначеності відносно апріорної радіоелектронної обстановки;

в розглянутих визначеннях ступенів дезорганізації не враховується специфіка кожної частини, з'єднання та об'єднання, а також специфічні особливості інтервалу оцінки.

Разом з тим, статистичні оцінки ефективності ведення радіоелектронної боротьби і визначення ступенів дезорганізації неможливі в силу неоднорідності процесів бою та операції, а також неможливості набрати презентабельну статистику.

Використаємо для оцінки ступенів дезорганізації лінгвістичну змінну "Ефективність дезорганізації СУ противника", яка повністю визначається своїми термами з функціями належності $\mu_i(z) \in [0,1]$.

Варіант нечіткого визначення ступенів дезорганізації СУ військами та зброєю відображено на рис.5.4, де z - загальна ефективність дезорганізації СУ

противника; $\mu_i(z)$ - функції належності різних ступенів дезорганізації, де: $\mu_0(z)$ - „Неефективна дезорганізація”; $\mu_1(z)$ - „Ускладнення”; $\mu_2(z)$ - „Порушення”; $\mu_3(z)$ - „Зрив”.

Межі носіїв n_i (якщо $x \in n_i$, то $\mu_i(x) > 0$) і ядер r_i (якщо $x \in r_i$ то $\mu_i(x) = 1$) задані аналогічно узагальненій функції Харрінгтона, але вони можуть задаватися і на основі експертного опитування і змінюватися, в залежності від противника, виду операції або її етапу.

Для задання функцій належності може використовуватися наступна процедура експертного опитування. Якщо на питання про належність $x_i \in \Pi_{ij}$ L_1 експертів з L відповідає позитивно, то

$$\mu_{ij} = \frac{L_1}{L}. \quad (5.75)$$

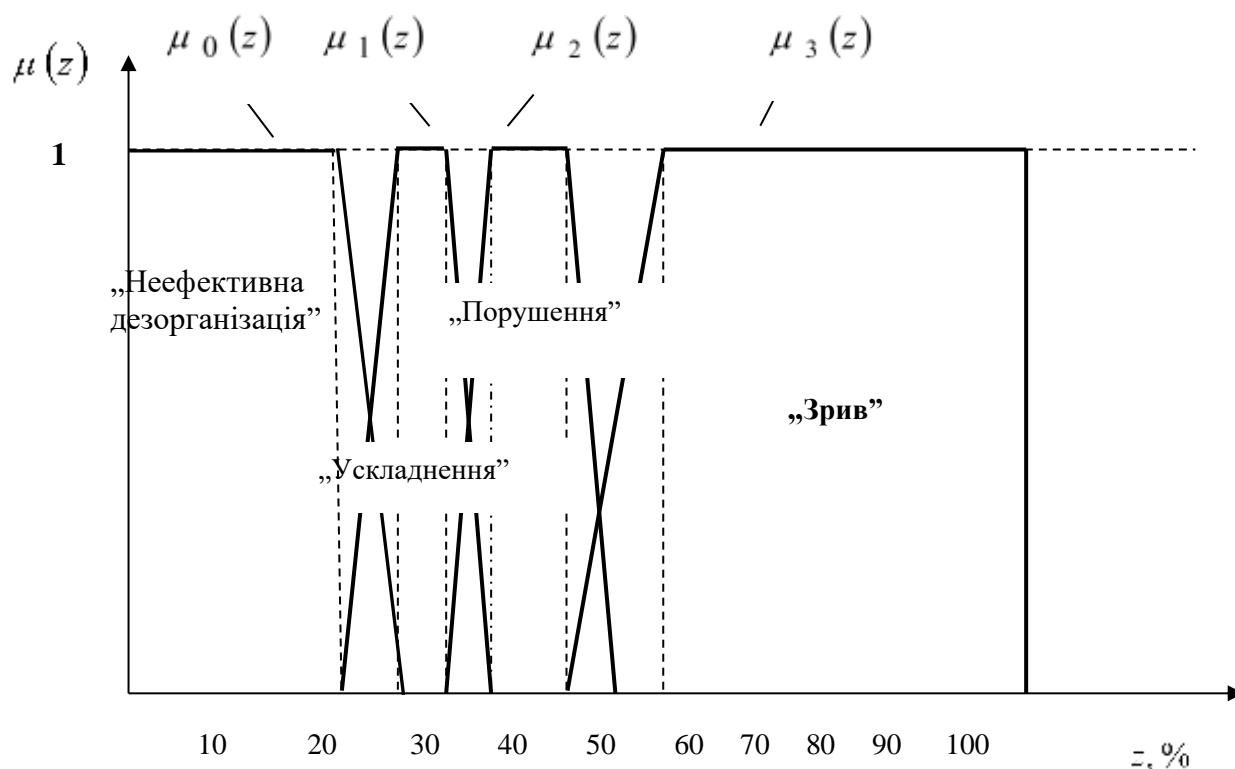


Рисунок 5.4 – Лінгвістична змінна “Ефективність дезорганізації управління противника” ступенів дезорганізації

Використання трапецеїдальних функцій належності не знижує загальності викладених результатів, але значно спрощує побудову відповідної комп’ютерної системи підтримки прийняття рішень. В цьому випадку будь-яке нечітке число або терм задається чотирма числами (a, b, c, d) , де $[a, d] \in \mathbb{N}$; $[b, c] \in \mathbb{R}$.

Для аналітичного визначення значення функції належності (достовірності відношення того чи іншого результату, до того чи іншого терму лінгвістичної

змінної) для трапецеїдальних функцій належності можливо використовувати лінійні рівняння:

$$\mu(x) = \frac{x-a}{b-a} \quad (5.76)$$

для лівої гілки функції належності;

$$\mu(x) = \frac{d-x}{d-c} \quad (5.77)$$

для правої гілки функції належності, де: (a, b, c, d) - значення, які визначають носія та ядро терму лінгвістичної змінної.

Загальна ефективність дезорганізації управління залежить від кількості об'єктів СУ x , які будуть знищені вогнеvim ураженням і від кількості об'єктів СУ y , які будуть подавлені шляхом РЕП.

Для об'єднання двох часткових показників (вогневого ураження та РЕП), задаються їх лінгвістичні змінні: „ Ефективність дезорганізації за рахунок вогневого ураження” і „ Ефективність дезорганізації за рахунок РЕП”. Варіант визначення цих лінгвістичних змінних ступенів дезорганізації приведений на рис. 5.3, де x - кількість елементів СУ, що уражаються вогнем (в відсотках від загальної їх кількості в смузі дії сил РЕБ), а y - кількість елементів СУ, які подавляються шляхом ведення РЕП. При цьому: $x + y \leq 100$.

Так як ураження об'єктів СУ дає більший загальний ефект, ніж їх РЕП, то вводяться коефіцієнти пріоритетності для цих способів дезорганізації, які можна розраховувати, наприклад, за формулою Фішберна:

$$k_i = \frac{2(n+1-i)}{(n+1) \cdot n}, \quad (5.78)$$

де n - кількість способів дезорганізації, які ранжуються (розташовуються в порядку їх пріоритетності);

i - номер способу в порядку його пріоритетності.

Для задачі, яка розглядається, отримуємо, що коефіцієнт пріоритетності для вогневого ураження $k_1 = \frac{2 \cdot (2+1-1)}{3 \cdot 2} = \frac{2}{3}$, а для РЕП - $k_2 = \frac{1}{3}$.

Загальний показник ефективності дезорганізації z розраховується за формулою:

$$z = \sum \lambda_j \cdot E_{\alpha j}, \quad (5.79)$$

де $\lambda_j = k_1 \cdot \mu_{1j}(x_0) + k_2 \cdot \mu_{2j}(y_0)$;

E_{α_j} - середина α - зрізу термів лінгвістичної змінної „ Ефективність дезорганізації СУ противника ” $\mu_j(z)$ (при $\alpha = 1$, E_{α_j} дорівнює середині аргументу носія цього терму);

x_0 ; y_0 - значення кількості об'єктів СУ (у процентах від максимальної кількості), які будуть знищені шляхом вогневого ураження та радіоелектронного подавлення відповідно.

Отримана таким чином величина загального показника ефективності z дозволяє визначити і загальну ефективність ведення РЕБ і ступінь дезорганізації управління.

Задача 5.12. Визначення ступеню дезорганізації управління угрупованням та найбільш ефективного варіанту РЕБ за вхідними даними із використанням лінгвістичних змінних.

Рішення. Маємо два варіанти ведення РЕБ в операції. При першому варіанті вогневим ураженням знищується $x_{01} = 40\%$ елементів СУ противника в смузі дії АК, а силами РЕБ подавляється $y_{01} = 30\%$ елементів системи управління. При другому варіанті, ці оцінки дорівнюють, відповідно, $x_{02} = 20\%$, $y_{02} = 50\%$.

Потрібно визначити ступені дезорганізації СУ противника і вибрати більш ефективний варіант.

Рішення. Відповідно з формулами, наведеними вище, отримуємо для першого варіанта ведення РЕБ:

$$\lambda_1 = k_1 \cdot \mu_1(x_{01}) + k_2 \cdot \mu_1(y_{01}) = \frac{2}{3} \cdot 0 + \frac{1}{3} \cdot 1 = \frac{1}{3};$$

$$\lambda_2 = k_1 \cdot \mu_2(x_{01}) + k_2 \cdot \mu_2(y_{01}) = \frac{2}{3} \cdot 1 + \frac{1}{3} \cdot 0 = \frac{2}{3};$$

$$\lambda_3 = k_1 \cdot \mu_3(x_{01}) + k_2 \cdot \mu_3(y_{01}) = \frac{2}{3} \cdot 0 + \frac{1}{3} \cdot 0 = 0;$$

$$z_1 = \sum_{j=1}^3 \lambda_j \cdot H_{\alpha_j} = \frac{1}{3} \cdot 27,5 + \frac{2}{3} \cdot 37,5 + 0 \cdot 75 = 34,17\%,$$

де α - зріз вибрано на рівні $\alpha = 1$.

Таким чином, для першого варіанта ведення РЕБ отримали, що загальна ефективність $z_1 = 34,17\%$ відповідає ступеню дезорганізації „Порушення управління” із значенням функції належності (ступеню достовірності) 0,803, та ступеню „Ускладнення управління” з достовірністю 0,16.

$$\lambda_1 = k_1 \cdot \mu_1(x_{02}) + k_2 \cdot \mu_1(y_{02}) = \frac{2}{3} \cdot 1 + \frac{1}{3} \cdot 0 = \frac{2}{3};$$

$$\lambda_2 = k_1 \cdot \mu_2(x_{02}) + k_2 \cdot \mu_{22}(y_{02}) = \frac{2}{3} \cdot 0 + \frac{1}{3} \cdot 0 = 0;$$

$$\lambda_3 = k_1 \cdot \mu_3(x_{02}) + k_2 \cdot \mu_3(y_{02}) = \frac{2}{3} \cdot 0 + \frac{1}{3} \cdot 1 = \frac{1}{3};$$

$$z_2 = \sum_{j=1}^3 \lambda_j \cdot H_{\alpha j} = \frac{2}{3} \cdot 27,5 + 0 \cdot 37,5 + \frac{1}{3} \cdot 75 = 43,3\%$$

Загальна ефективність другого варіанту дорівнює $z_2 = 43,3\%$, що відповідає ступеню дезорганізації „Порушення управління” з достовірністю 0,67 та ступеню ”Зрив управління” з достовірністю – 0,33. Таким чином, перший варіант ведення РЕБ дає меншу ефективність.

Розглянута методика оцінки ступенів дезорганізації управління військами та зброєю противника має наступні переваги:

інваріантність щодо виду операції;

можливість врахування різних сценаріїв розвитку операції;

можливість врахування як об’єктивних характеристик реального об’єкту дослідження, так і специфічних особливостей конкретних командувачів (їх рішучість, схильність до ризику і т.д.).

простота розрахунків.

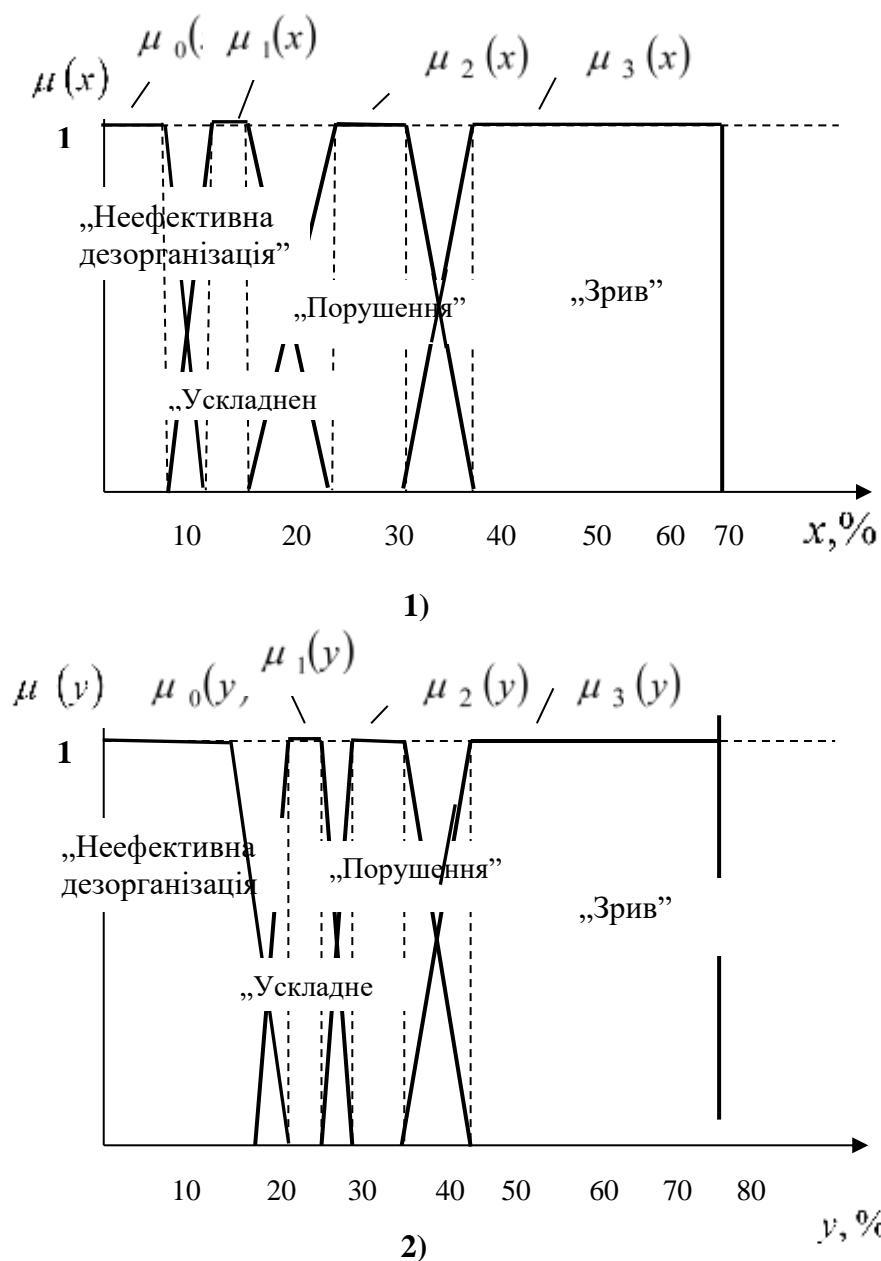


Рисунок 5.5 – Лінгвістичні змінні ступенів дезорганізації системи управління шляхом: 1) вогневого ураження; 2) радіоелектронного подавлення.

5.12. Нечітко-множинна методика оцінки ефективності радіоелектронної боротьби в операціях.

При оцінюванні ефективності радіоелектронного подавлення противником систем спеціальних електронних комунікацій під час військового стану та в особливий період, треба знати не просто кількісні оцінки окремих показників РЕБ, але й те, в якому ступені вони визначають ефективність РЕБ в цілому та як

ведення РЕБ підвищує ефективність виконання основних бойових завдань противника. Це вимагає згортки великої кількості часткових показників ефективності РЕБ в один загальний.

Неможливість мати однорідну і презентабельну статистику, як для окремих показників ведення РЕБ, так і для ведення РЕБ в операції в цілому, робить сумнівним використання для оцінки ефективності ведення РЕБ стохастичних моделей.

Одиничність будь-якої ситуації потребує більш глибокого та детальнішого дослідження ведення РЕБ в операції (бою), але чим більш глибоко та детальніше досліджується використання засобів РЕБ в операції, тим більше виникає невизначеність в оцінці показників РЕБ, багато з яких виявляються недоступними для вимірювання (наприклад, як оцінити ефективність радіоелектронного прикриття від технічної розвідки противника, багато засобів якої працює в пасивному режимі?).

Тому для оцінки ефективності ведення РЕБ пропонується використовувати нечітко-множинну модель, яка дозволить оперувати усіма частковими бпоказниками ефективності ведення РЕБ, рисю 5.5.

Загальну лінгвістичну змінну “Ефективність ведення РЕБ в операції” (E) розіб’ємо на п’ять термів E_i , $i = \overline{1,5}$ (рис.6.5), кожне з яких задається своєю функцією належності $\mu_i(X_\Sigma)$, $i = \overline{1,5}$, де $X_\Sigma \in [0,1]$ - узагальнений показник ефективності операції.

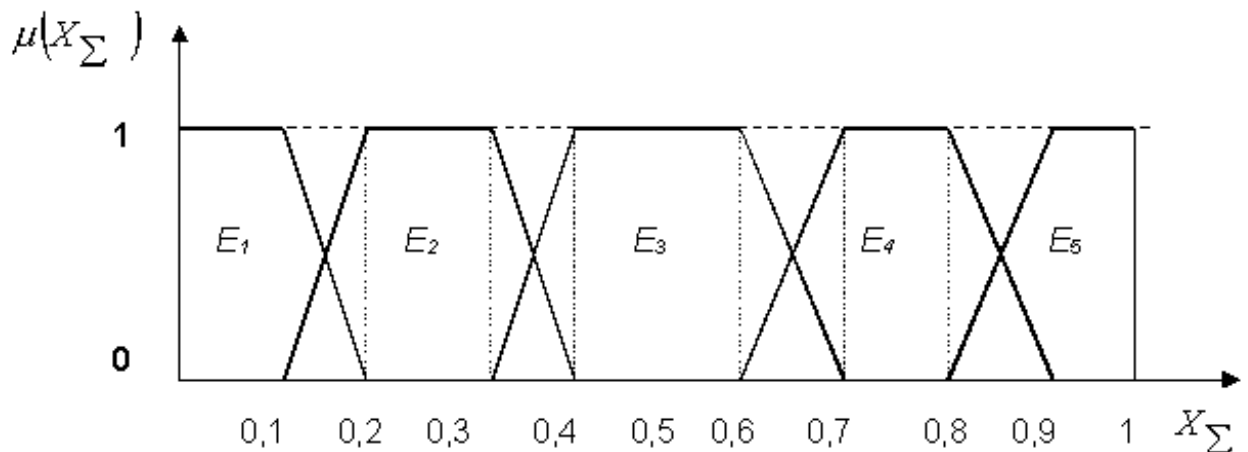


Рисунок 5.6– Лінгвістична змінна “Ефективність ведення РЕБ в операції”

Терм E_1 – відповідає стану неефективного ведення РЕБ в операції; E_2 – малий ефективності ведення РЕБ; E_3 – середній ефективності ведення РЕБ; E_4 – ефективному веденню РЕБ; E_5 – високій ефективності ведення РЕБ в операції.

Узагальнений показник ефективності ведення РЕБ x_Σ визначається різними частковими показниками РЕБ x_i , $i = \overline{1, m}$. На практиці зв’язок r_i між

x_Σ і x_i взагалі відомо лише на рівні знаку часткових похідних $\frac{\partial x_\Sigma}{\partial x_i}$ ($r_i = 1$, якщо x_Σ і x_i змінюються у “фазі”, а якщо із збільшенням x_i узагальнений показник ведення РЕБ зменшується (зміна у “проти фази”) то $r_i = -1$).

Для визначення x_Σ , кожний частковий показник x_i , $i = \overline{1, m}$, задається лінгвістичною змінною “Показник i - ий”, який також будемо зображати у виді термів $\Pi_{i j}$, $i = \overline{1, m}$; $j = \overline{1, 5}$. Ці терми визначаються своїми функціями належності $\mu_{i j}(x_i)$. При тому терм $\Pi_{i 1}$ відповідає стану i -його показника “дуже низький”; $\Pi_{i 2}$ - “низький”; $\Pi_{i 3}$ - “середній”; $\Pi_{i 4}$ - “високий”; $\Pi_{i 5}$ - “дуже високий”.

Як правило, вплив кожного часткового показника на узагальнений показник ведення РЕБ різний, тому виникає задача кількісного визначення коефіцієнтів пріоритетності k_i , $i = \overline{1, m}$. У випадку, коли показники можуть бути тільки проранжировані за зменшенням їх значимості (наприклад: x_1, x_2, \dots, x_m), для визначення коефіцієнтів пріоритетності знову може бути використана шкала Фішберна.

Шкала Фішберна забезпечує максимум ентропії про значення k_i за умови, що є інформація про ранги показників. Для випадку, коли показники мають однакову значимість, чи їх неможливо проранжувати, максимум ентропії відповідає:

$$k_i = \frac{1}{m}; \quad i = \overline{1, m}. \quad (5.80)$$

Якщо окремі показники $x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+L}$ мають однакову пріоритетність, то для них беруться однакові коефіцієнти пріоритетності:

$$k_p = \frac{k_j + k_{j+1} + \dots + k_{j+L}}{L}, \quad (5.81)$$

де коефіцієнти k_j, \dots, k_{j+L} , розраховуються за формулою Фішберна, так якщо б вони були проранжировані у вказаному порядку.

Для кожного можливого рішення на ведення РЕБ в операції визначаються оцінки усіх часткових показників x_i , $i = \overline{1, m}$, які є в загальному випадку нечіткими числами (A_1, \dots, A_m) . Вони задаються своїми функціями належності $\mu_{A_i}(x_i)$, $i = \overline{1, m}$.

Далі визначається ступінь належності $\lambda_{i j}$ кожного числа A_i одній з підмножин в $\Pi_{i j}$:

$$\lambda_{ij} = \frac{\text{площина } A_i \cap P_{ij}}{\text{площина } A_i \cup P_{ij}} ; i = \overline{1, m} ; j = \overline{1, 5}, \quad (5.82)$$

де \cap і \cup означають операції перетину і об'єднання нечітких чисел, відповідно.

Для трапецеїдальних функцій приналежності обчислювання λ_{ij} у відповідності з (6.30) не викликає ускладнень. Для чітких оцінок x'_i часткових показників x_i маємо

$$\lambda_{ij} = \mu_{ij}(x'_i). \quad (5.83)$$

У подальшому обчислюється середнє значення ступені належності за усіма показниками з ваговими коефіцієнтами пріоритетності

$$\lambda_j = \sum_{i=1}^m k_i \lambda_{ij} , j = \overline{1, 5} . \quad (5.84)$$

Вираз (6.32) визначає адитивний критерій, де показники, для яких $r_i = 1$, відповідають критерію максимізації, а якщо $r_i = -1$, - то мінімізації (при цьому номери термів відповідної лінгвістичної змінної потрібно транспонувати), але при цьому не спостерігається згортання різних показників, а відбувається лише згортання значень функції належності до тих чи інших термів всіх лінгвістичних змінних. Це забезпечує коректність використання нечіткої моделі.

Визначення узагальненого показника x_Σ , здійснюється шляхом згортання за усіма можливими термами лінгвістичної змінної “Ефективність ведення РЕБ в операції”:

$$\text{де - } x_\Sigma = \sum_{j=1}^m \lambda_j E_{\alpha_j} , \quad E_{\alpha_j} = \frac{E_{\alpha_j^+} + E_{\alpha_j^-}}{2};$$

$$E_{\alpha_j^+} = \max \arg E_{\alpha_j} ;$$

$$E_{\alpha_j^-} = \min \arg E_{\alpha_j} ;$$

$$E_{\alpha_j} \text{ — зріз терма } E_j.$$

За отриманим x_Σ і оцінюється з використанням лінгвістичної змінної “Ефективність ведення РЕБ в операції” (рис.5.5), ефективність ведення РЕБ. При цьому визначається не тільки до якої підмножини E_i відноситься узагальнений показник ефективності операції, а і з якою можливістю $\mu_{E_i}(x_\Sigma)$ (ступеню вивіреності).

Використання нечітко-множинної методики оцінки ефективності ведення радіоелектронної боротьби при організації застосування спеціальних систем електронних комунікацій має наступні плюси:

- універсальність до різних операцій ;
- можливість розгляду різних сценаріїв розвитку операцій;
- адекватність, як до реального об'єкту дослідження, так і до специфічних особливостей особи, яка приймає рішення;
- простота оперативно-тактичних розрахунків.

5.13 Методика розробки сценаріїв радіоелектронного та електромагнітного подавлення засобів зв'язку

В умовах ведення операцій (бойових дій) першочерговими об'єктами (Об) РП та ЕМП противника можуть стати як елементи радіосегмента ТП НТМ, що знаходяться на території України. В таких умовах можливого створення противником складної сигнально-завадової обстановки (ССЗО), якісне виконання завдань за призначенням частинами (підрозділами) зв'язку вимагає розробки та застосування у приймачах адаптивних до сценаріїв ССЗО алгоритмів завадозахисту. Це потребує автоматизованого розпізнавання станів ССЗО за апіорним словником нечітких сигнатур для подальшої обробки корисного сигналу.

Вирішення цього завдання можливо із розвитком галузь РЕБ та теорії завадозахисту сценарного підходу. Одним із завдань, що виникає при цьому, є розробка методики визначення сценаріїв РП та ЕМП (застосування новітніх засобів РП та ЕМП) Російською Федерацією ТП НТМ в реальних бойових ситуаціях та у гібридних діях на території України.

Поняття “сценарій РП та ЕМП” нове для теорії радіоелектронної боротьби та завадозахищеності.

Існує безліч різних визначень поняття “сценарій”. Одне з них трактує сценарій як – послідовність прогнозованих подій у часі.

Загальними характеристиками сценаріїв є: гіпотетична природа сценарію; опис альтернативних варіантів майбутнього; опис майбутнього як кінцевого результату або ж як ланцюжка подій; причинно-наслідковий зв'язок і наявність внутрішньої узгодженості; можливість використовувати сценарій як базис для дій; описова природа; достовірність; пояснювальна природа; з'єднання минулого, сьогодення і майбутнього.

В результаті узагальнення цих характеристик введемо в якості найбільш загального визначення сценарію радіо- та електромагнітного подавлення ТП НТМ наступне: сценарій РП та ЕМП ТП НТМ – це послідовний опис

альтернативних гіпотетично можливих варіантів застосування засобів РП та ЕМП в майбутніх гібридних діях, який відображає різні можливі тактичні та оперативно-тактичні ситуації їх застосування, а також який може бути вихідними даними для розробки методів та способів протидії зриву інформаційного обміну у ТП НТМ в умовах РП та ЕМП противника. Визначення сценаріїв РП та ЕМП систем зв'язку є завданням проведення сценарного дослідження. Кожне таке дослідження має свою специфіку і відрізняється від інших.

Для подальшої розробки методів та способів завадозахисту систем зв'язку необхідно розробити методику визначення сценаріїв РП та ЕМП ТП НТМ та складної сигнально-завадової обстановки для синтезу адаптивних алгоритмів завадозахисту в умовах ведення гібридних дій на території України.

Це можливо зробити основі розвитку математичного апарату теорій вирішення багатоіндексних задач оптимального розподілу різнорідного ресурсу [35, 36], математичної статистики та ідентифікації систем в практичну площину застосування сценарного підходу для визначення сценаріїв РП та ЕМП ТП НТМ та ССЗО під час ведення гібридних та терористичних дій.

Проведені дослідження показали, що методика містить п'ять етапів, рис. 3.4:

- I – формування множини вхідних даних;
- II – визначення множини гіпотетично можливих засобів деструктивного впливу противника на елементи ТП НТМ у гібридних діях;
- III – оптимізацію розподілу ресурсу різнорідних засобів РП та ЕМП противника, що можуть бути застосовані для визначення сценаріїв РП та ЕМП противника на ТП НТМ;
- IV – визначення послідовності застосування засобів РП та ЕМП противника у часі та просторі при виконанні підрозділами Держспецзв'язку завдань за призначенням в умовах РЕБ противника при веденні гібридних дій;
- V – визначення можливих сценаріїв СЗО та масивів їх сигнатур та ознак під час застосування підрозділів Держспецзв'язку в умовах РП та ЕМП противника, прогнозування її змін у часі. Розробка математичних моделей сценаріїв складної СЗО для формування апріорних масивів сигнатур та ознак для розпізнавання сценаріїв.

Перший етап методики труднощів не викликає. На цьому етапі проводиться формування множини вхідних даних шляхом аналізу гіпотетично можливих засобів РП, ЕМП противника та загальної (РЕО). При цьому в доповнення до загальноприйнятих та визначених заходів необхідно:

- проаналізувати порядок комплексного застосування засобів радіозв'язку ТП НТМ (типи супутникових засобів передачі інформації, радіорелейних та УКХ засобів зв'язку, частотно-часові параметри їх сигналів та

швидкості передачі даних у лініях, утворених ними, взаємозамінність, види модуляції (маніпуляції) тощо;

- проаналізувати можливості частин (підрозділів) радіоелектронної розвідки та РЕБ російсько-терористичних військ;
- окремої оцінки вимагають можливості засобів ЕМП противника та їх засоби доставки до об'єктів ураження під час гібридних дій та терористичної діяльності на території України.

На основі результатів оцінки радіоелектронної обстановки формується множина вихідних даних для визначення сценаріїв деструктивного радіоелектронного впливу на елементи ТП НТМ.

На другому етапі методики обґрунтовуються гіпотетично придатні для виконання завдань з РП, ЕМП засоби деструктивного впливу, що є (або можуть бути в перспективі) на озброєнні російсько-терористичних військ.

На третьому етапі методики проводиться оптимізація розподілу ресурсу існуючих та гіпотетично можливих засобів РП та ЕМП противника за об'єктами впливу ТП НТМ для формування визначення сценаріїв деструктивного впливу.

На четвертому етапі методики визначаються просторові, часові показники та порядок застосування засобів РП та ЕМП по елементах ТП НТМ. Це потребує детального врахування завдань, тактичних та оперативно-тактичних показників ведення гібридних дій та терористичної діяльності

У розробленій методиці наукового вдосконалення набули:

- постановка зворотної задачі векторної оптимізації розподілу ресурсу неоднорідних засобів РП та ЕМП за елементами ТП НТМ;
- пониження мірності векторної задачі оптимізації та перетворення її до виду однокритеріальної задачі розподілу різнорідних засобів РП та ЕМП по елементах ТП НТМ;
- порядок вирішення зворотної однокритеріальної задачі раціонального розподілу різнорідних засобів РП з врахуванням обмежень на ефективність зриву інформаційного обміну у ТП НТМ;
- порядок оцінки ефективності порушення інформаційного обміну у ТП НТМ та обґрунтування обмежень до неї .

Не гублячи загальності викладення, конкретизуємо порядок практичного застосування отриманих результатів при визначенні сценаріїв РП та ЕМП ТП НТМ.

Нехай, за результатами аналізу (РЕО) визначено що противник для вирішення завдань з РП та ЕМП ТП НТМ може гіпотетично застосувати засоби РП та ЕМП k типів, $k = 1, 2, \dots, \nu$.

Противник під час підготовки та ведення гібридних дій (терористичної діяльності) ставить завдання зірвати обмін інформацією каналами державного

управління у певному територіальному районі України, що залежить від масштабів гібридних дій. При цьому, в залежності від масштабів гібридних дій, противник вирішує j часткових завдань Z_1, Z_2, \dots, Z_m , $j = 1, 2, \dots, m$, рис. 3.4. Зокрема, під час ведення гібридних бойових дій завданнями можуть полягати в наступному:

Наприклад, здійснення за єдиним замислом та планом РП та ЕМП засобів ТП НТМ в наступних просторових масштабах (рис. 5.7):

- ($j=1$) – до 100 км від лінії розмежування;
- ($j=2$) – до 250 км від лінії розмежування;
- ($j=3$) – до 500 км від лінії розмежування;
- ($j=4$) – на всю глибину території України.

При цьому вважається, що завдання з подавлення інших видів зв'язку в інтересах державного управління повністю виконані окремими діями.

В рамках вирішення кожного j -го завдання за результатами попередньої РР противником викрито n_j типів функціонально незалежних елементів ТП НТМ – об'єктів (Об) РП та ЕМП. n_j – загальна кількість об'єктів j -го типу (терміналів ТП), рис. 2. Кожен об'єкт організовує одну радіолінію ТП, яка за ТТХ терміналу є багатоканальною і, в залежності від ланки управління, включає в себе від одиниць до десятків радіоканалів.

На рис. 5.8 умовно схематично показані радіолінії ТП НТМ, які організовані об'єктами РП та ЕМП на глибину завдання j , $j=1, 2, 3$ та 4 відповідно.

За результатами оцінки РЕО визначена загальна кількість радіоканалів Q_j , яка організована на всіх об'єктах z типів, що можуть бути об'єктами РП та ЕМП противника під час виконання j -го завдання $Q_j = \sum_{z=1}^{n_j} Q_{jz} \cdot A_{jz}$, де A_{jz} – кількість радіоканалів, організованих однією радіолінією об'єкта z -го типу під час виконання противником j -го завдання.

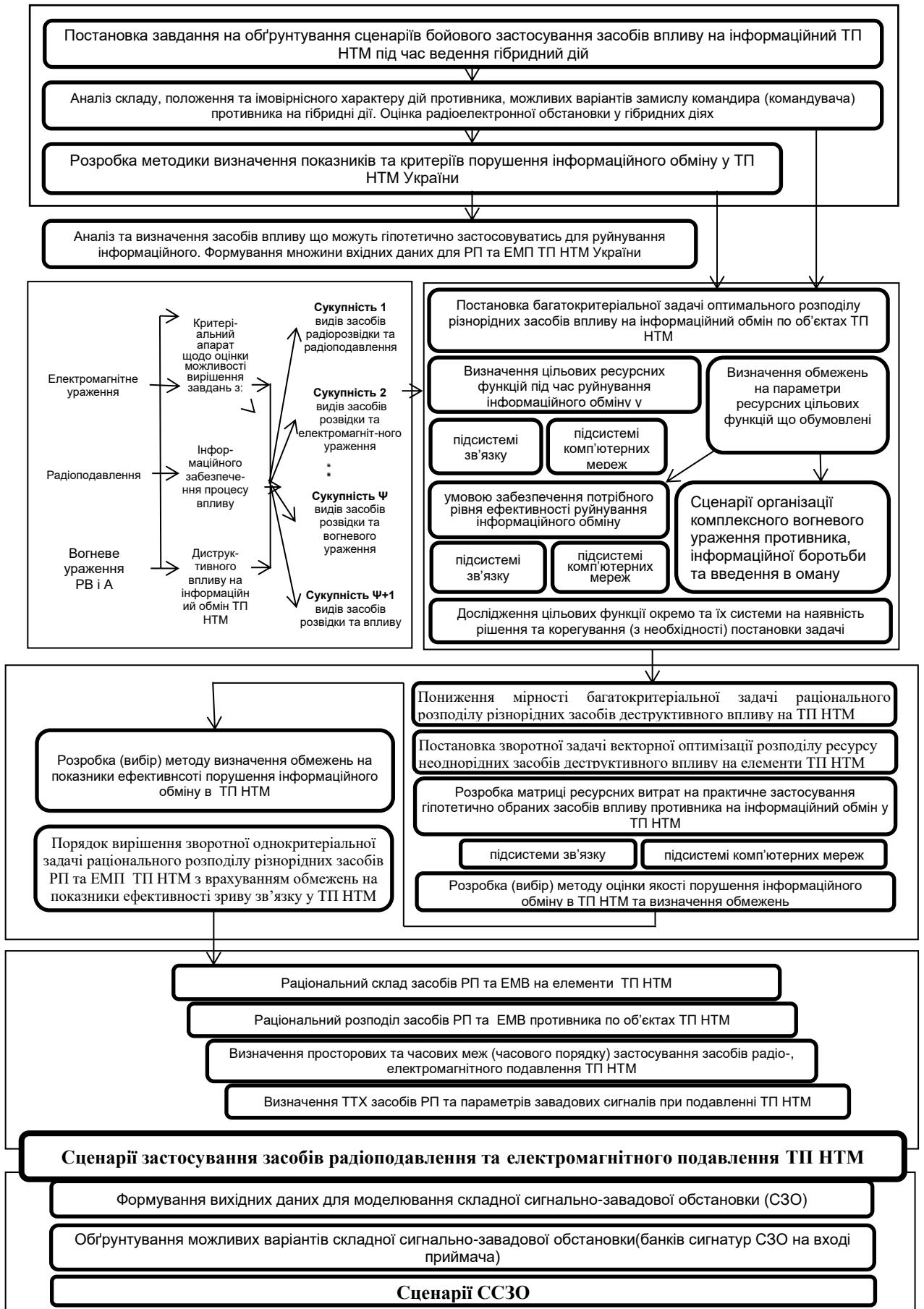


Рисунок – 5.7. Структура методики визначення сценаріїв РП, ЕМП ТП НТМ та складної сигнально-завадової обстановки

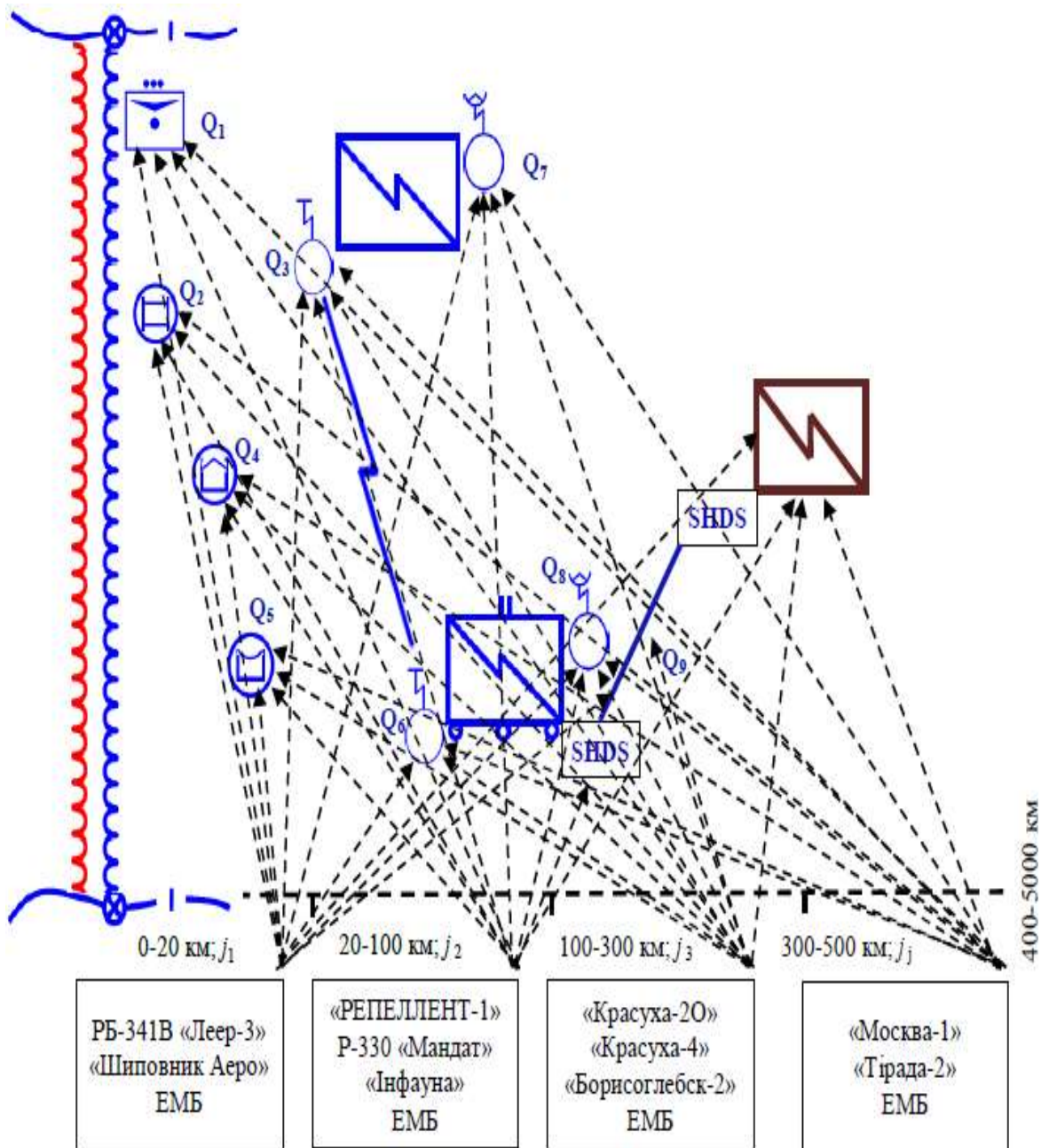


Рисунок 5.8 – Вихідні дані щодо постановки задачі оптимального розподілу неоднорідних засобів РП та ЕМП ТП НТМ для ведення гібридних дій

Тоді, критерій для оцінки ефективності зриву інформаційного обміну в ТП НТМ шляхом РП та ЕМП противником її елементів при виконанні часткового завдання Z_j має вигляд:

$$Q_j^П \geq Q_j^{КР}, \quad (5.85)$$

де $Q_j^{кр}$ – критична кількість подавлених каналів ТП НТМ, за якої досягається потрібний рівень порушення інформаційного обміну у ТП НТМ.

$$Q_j^{кр} = Q_j^{max} - \frac{\left(\frac{1}{Q_j^{max}!} \cdot P_0 \cdot \left(\frac{\lambda_j}{\nu_j} \right)^{Q_j^{max}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\lambda_j}{Q_j^{max} \cdot \nu_j}} \right)}{M\{t_{затр_j}^{кр}\} - \lambda_j} \cdot \nu_j, \quad (5.86)$$

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{Q_j^{max}-1} \frac{1}{i!} \cdot \left(\frac{\lambda_j}{\nu_j} \right)^i + \frac{1}{Q_j^{max}!} \cdot \left(\frac{\lambda_j}{\nu_j} \right)^{Q_j^{max}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\lambda_j}{Q_j^{max} \cdot \nu_j}}}, \quad (5.87)$$

де $Q_j^{max}, \lambda_j, \nu_j$ – кількість каналів ТП НТМ що розгорнуті, інтенсивність потоку повідомлень та середній час тривалості повідомлення у каналах ТП НТМ під час вирішення противником j -го завдання; $M\{t_{затр_j}^{кр}\}$ – математичне сподівання часу затримки передачі повідомлення в каналі ТП НТМ під час вирішення j -го завдання.

Для вирішення завдань Z_1, Z_2, \dots, Z_m в процесі ведення гібридних дій (терористичної діяльності) противник має сформувати оптимальний набір $S_{опт} = \|\|Q_{jzk}^n\|\|$ каналів об'єктів ТП НТМ z -го типу, що подавляються відповідними засобами РП та ЕМП k -го типу під час вирішення j -го завдання, який забезпечує мінімізацію економічних витрат реалізації способу бойового застосування засобів РП та ЕМП ТП НТМ під час ведення гібридних дій (терористичної діяльності). При цьому необхідне одночасне виконання вимог до ефективності процесу РП та ЕМП (наприклад, оптимізація за критерієм “вартість – ефективність подавлення”). Критерій “вартість – ефективність подавлення” не є єдиним можливим підходом та обраний для прикладу, як найбільш простий для розуміння порядку застосування методики, рис. 5.7. На практиці необхідно визначити декілька можливих сценарії РП та ЕМП на основі застосування різних цільових функцій. Зокрема, доцільно застосовувати критерії “складність

виконання бойового завдання – ефективність подавлення”, або “вартість – складність виконання бойового завдання – ефективність подавлення”.

Можливо поставити та вирішити задачу оптимального розподілу як багатокритеріальну та при визначенні сценаріїв обирати рівно ефективні варіанти призначення засобів РП та ЕМП з області Парето. Для цього в методиці, рис.3.4, додатково необхідно розробити:

- схему компромісів особи що приймає рішення (ОПР) під час вирішення багатокритеріальної задачі;
- метод визначення не гірших варіантів розподілу та відповідної номенклатури складу засобів РП та ЕМВ (визначення області Парето);
- матрицю ресурсних витрат на практичне застосування гіпотетично обраних засобів впливу противника на інформаційний обмін у ТП НТМ тощо.

Однак формалізація постановки задачі багатокритеріальної оптимізації із застосуванням цільових функцій “вартість подавлення – складність виконання бойового завдання – ефективність подавлення” виходить за рамки роботи та буде вирішена авторами в окремій публікації.

Не гублячи загальності доповіді, в процесі подальшого викладу порядку практичного застосування методики, рис. 3.4, етап 3, в якості прикладу будемо розглядати однокритеріальну задачу за критерієм “вартість подавлення” при переведенні показника “ефективності подавлення” в режим обмежень. На разі врахуємо, що перехід від багатьох цільових функцій до однокритеріального варіанту можливий шляхом застосування методу переведення деяких з них у режим обмежень. Наприклад, ефективність зриву інформаційного обміну у ТП НТМ доцільно розглядати як обмеження мінімізуючи цільову функцію вартості.

Математична постановка задачі оптимального розподілу неоднорідних засобів РП та ЕМП противника за елементами ТП НТМ в гібридних діях (терористичній діяльності) має вигляд [34, 37]:

$$S_{\text{опт}}(Q_{jzk}^n) = \min \left\{ \sum_{j=1}^m \sum_{z=1}^{n_j} \sum_{k=1}^v C_{jzk} \cdot Q_{jzk}^n \right\}, \quad (5.88)$$

у разі обмежень на параметри цільової функції (5.88)

$$\sum_{z=1}^{n_j} \sum_{k=1}^v A_{jz} \cdot Q_{jzk}^n \geq Q_j^{\text{кр}}, \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad z = 1, 2, \dots, n_j, \quad (5.89)$$

$$Q_{jzk}^n = 1, 2, \dots, Q_{jzk}, \quad (5.90)$$

$$C_{jzk} \geq 0, \quad k = 1, 2, \dots, v, \quad (5.91)$$

де, A_{jz} – кількість радіоканалів, організованих однією радіолінією об'єкта z -го типу j -ї ланки управління.

Об'єкти РП та ЕМП ТП НТМ складаються з сукупності приймальних або передаючих (при здійсненні противником ЕМП) засобів СпЗ, РрЗ та УКХ радіозв'язку.

Кожний із засобів охарактеризований ймовірністю $P_{yp_{jzk}}$ ураження (подавлення) його каналів, (перехід від ліній зв'язку до окремого каналу обумовлений врахування багатоканальності ліній зв'язку) яка є функцією характеристик радіовпливу на Об РП z -го типу відповідним k -м типом засобів РП.

Визначена кількість каналів Q_{jz} та максимальна кількість каналів Q_{jz}^{\max} засобів ТП НТМ, що розгорнуті на окремому та сукупності однотипних об'єктів z -го типу під час вирішення j -го завдання відповідно.

За результатами воєнно-економічного аналізу необхідно сформулювати матрицю $\|C_{jzk}\|$ економічних витрат РП та ЕМП на кожен канал ТП НТМ об'єкту z -го типу засобами РП k -го типу, таблиця 1. Елементи матриці формуються із врахуванням захисних властивостей кожного типу Об РП, ЕМП та живучості

засобів РП кожного типу, де – $C_{jzk} = \frac{C_k \cdot M_{jzk}}{Q_{jz} \cdot G_{jzk}^d}$; $C_k \cdot M_{jzk}(P_{yp_{jzk}})$ – відповідно вартість застосування засобу РП та ЕМП k -го типу противника та їх кількість, яка необхідна для ураження (подавлення) Об РП z -го типу засобом РП k -го типу під час вирішення j -го завдання; G_{jzk}^d – коефіцієнт, що характеризує ступінь виконання завдання з доставки засобів РП, ЕМП k -го типу до Об РП z -го типу під час вирішення j -го завдання ($0 < G_{jzk}^d \leq 1$). Ця процедура труднощів не викликає.

Таблиця 5.6 – Приклад результатів формування матриці $\|C_{jzk}\|$ економічних витрат РП та ЕМП на кожен канал ТП НТМ об'єкту z -го типу засобами подавлення k -го типу

Об'єкти РП та ЕМП ТП НТМ			Номер завдання (в залежності від просторових меж виконання завдань противником) з подавлення елементів ТП НТМ, j та номер типового Об РП та ЕМП (від 1 до 8)							
			$j = 1$			$j = 2$				$j = 3$
			Танк (засіб «Либідь К-2РБ»)	БТР (засіб «Либідь К-2РБ»)	Автомобіль (засіб «Либідь К-2РБ» »Харріс»)	Станція РРЛ (засоби Р-414МУ, СРШ-5000)	Станція супут., троп. зв'язку (Р-423)	Підрозділ зв'язку (ССЗ, СМЗ, КШМ)	Польовий вузол зв'язку (Дон-14)	Станіонарний вузол зв'язку
Тип засобу РП та ЕМП	Тип засобу РП та ЕМП	Спосіб доставки	1	2	3	4	5	6	7	8
ЕМП	1	БПЛА	300	300	300	700	700	2000	10000	100000
	2	АБП	3230	3230	3230	–	–	–	–	–
	3	АБ	30000	30000	30000	30000	50000	50000	50000	100000
	4	ДРГ	1100	1200	1200	1500	2200	2500	3000	10000
РП – БПЛА - ПЗ	5	БПЛА	200	200	300	500	1000	1000	5000	5000
РП – 377 ЛА “Лорандит” УКХ: 30-300 МГц	6	НВП	771	771	771	771	–	–	–	–
РП - “Репеллент-1” (200-6000 МГц)	7	НВП	1748	1748	1748	1748	–	–	–	–
РП - Р-330Ж “Житель” GSM-900/1800	8	НВП	1748	1748	1748	1748	–	–	–	–
РП - “Борисоглебск -2” КХ (1,5-30 МГц); УКХ (30-100 МГц)	9	НВП	3178	3178	3178	3178	3178	–	–	–
РП - Р-934У УКХ (30-300 МГц); GSM-900/1800	10	НВП	1748	1748	1748	–	–	–	–	–
РП - “ТОРН” КХ (3- 30МГц);	11	НВП	1748	1748	1748	–	–	–	–	–

УКХ (до 3000 МГц);										
РП - РБ-109А "Былина" Супутниковий, мобільний, РРЛ, транкінговий зв'язок	12	НВП	8770	8770	8770	8770	8770	8770	8770	8770
РП - ЗПЗ - ДРГ	13	ДРГ	1500	1500	1500	2000	2000	3000	4000	5000

Таблиця 5.7 –Приклад результатів приведення матриці економічних

витрат $\|C_{jzk}\|$ до матриці-строки C_z

	Номер типового Об РП та ЕМП (див. табл.3.3)							
z	1	2	3	4	5	6	7	8
k	3	3	3	6	6	4	4	2
C_z^k	200	200	300	500	500	500	1000	1000

Примітка. Умовні позначення: БПЛА ПЗ – безпілотний літальний апарат постановник завад; АБП – артилерійський боєприпас; АБ – авіаційна бомба; НВП – направлений випромінюючий пристрій; ДРГ – диверсійна розвідувальна група, ЗПЗ – передавач завад, що заносять.

Аналіз (5.85)...(5.91) дозволяє зробити висновок, що на третьому етапі методики задача розподілу засобів РП и ЕМП по РЕОб при розробці можливих сценаріїв РП та ЕМП противником ТП НТМ за критерієм “вартість подавлення – ефективність подавлення” може бути зведена до вирішення багатоіндексної двоякої цілочисельної зворотної задачі лінійного програмування.

Метод мінімізації (5.88) суттєво визначається її мірністю та характером сукупності обмежень типу (5.89–5.91). Підходи до вирішення зворотних двояких задач досліджені. Однак результати отримані або в умовах розподілу однорідного ресурсу, або невисокої індексності (не більш 2) цільової функції та їх використання для отримання однозначного рішення задачі (5.85)...(5.91) утруднено.

Іншим підходом до зняття виникаючих протиріч на третьому етапі методики є багаторівневий процес вирішення (5.85)...(5.91) з пониженням мірності цільової функції (5.85) задачі за рахунок перетворення матриці економічних витрат $\|C_{jzk}\|$. В результаті чого, формується матриця економічних витрат, яка приводиться до матриці-строки C_z , табл. 5.2 та 5.3, шляхом згортання за правилом, згідно з яким, з елементів кожного z -го стовпця матриці $\|C_{jzk}\|$ обирається мінімальний та його значення присвоюється відповідному елементу

матриці-строки C_z^k зі збереженням індексу z , де верхній індекс k є типом засобу РЕП, що чисельно дорівнює номеру строки в якій знаходився мінімальний для z -го стовпця елемент матриці $\|C_{jzk}\|$.

В результаті запропонованого підходу, задача (5.85)...(5.91) спрощується до вигляду:

$$S_{\text{опт}}(Q_z^{\text{п}}) = \min \left\{ \sum_{z=1}^{n_j} C_z^k \cdot Q_z^{\text{п}} \right\}, \quad (5.91)$$

у разі обмежень [37]:

$$\sum_{z=1}^{n_j} Q_z \geq Q_j^{\text{кп}}, \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad z = 1, 2, \dots, n_j, \quad (5.93)$$

$$Q_{jz} = 1, 2, \dots, Q_{jz}^{\text{max}}, \quad (5.94)$$

$$C_{jz}^k \geq 0, \quad k = 1, 2, \dots, \nu. \quad (5.95)$$

Фізична трактовка (5.91)...(5.95) може бути наступною. До кожного завдання $Z_1, Z_2, \dots, Z_m, j = 1, 2, \dots, m$, необхідно надати (створити під час гібридних дій) різнорідний ресурс каналів ТП НТМ що подавлені або уражені n_j типів, у разі обмежень зверху на їх сукупну кількість Q_{jz}^{max} за типами об'єктів та знизу на сукупну кількість подавлених каналів в межах кожного завдання, що вирішується (3.39).

Для вирішення задачі виду (5.92) – (5.95), виникає необхідність пошуку методу розв'язання. Проведений аналіз меж застосування відомого методичного апарату дозволили побудувати алгоритм оптимізації (5.92) – (5.95) на основі методу нормованих функцій, який детально розроблений авторами посібника.

В якості прикладу застосуємо підхід (5.91)...(5.95), рис. 3,4 та результати табл. 3.3 для виконання етапу III методики при розробці сценаріїв РП та ЕМП ТП НТМ під час зриву державного управління в гібридних діях (терористичній діяльності) на глибину до 300 км.

Нехай, при цьому необхідно вирішити три часткових завдання – зірвати інформаційний обмін у мережах державного управління відповідно на глибину до 20 км ($j=1$), від 20 до 100 км ($j=2$) та від 100 до 300 км ($j=3$), табл. 3.4

За результатами ведення радіоелектронної, космічної, агентурної розвідки противником визначені у складі ТП НТМ типи об'єктів РП та ЕМП ($z=8$). В табл. 5.6, 5.7 наведена загальна кількість ліній зв'язку розгорнутих на всіх об'єктах кожного z -го типу.

Для РП та ЕМП противником гіпотетично може бути сформована сукупність із $k=13$ типів засобів РП та ЕМП.

В матриці-стовпці Q наведена, визначена на основі методики (5.85)...(5.92), необхідна кількість каналів ТП НТМ ($Q_j^{кр}$), що подавлені (ураженні), при якій забезпечується зрив інформаційного обміну у ТП НТМ при вирішенні кожного часткового завдання відповідно.

Таблиця 5.8

Формування матриці загальної кількості ліній зв'язку розгорнутих на всіх об'єктах кожного z -го типу

Номер часткового завдання	Типи об'єктів РП та ЕМП							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	10	10	20	-	-	-	-	-
2	-	-	-	20	10	10	15	-
3	-	-	-	-	-	-	-	35

Таблиця 5.9 –Необхідна кількість каналів ТП НТМ ($Q_j^{кр}$), що подавлені (ураженні) при якій забезпечується зрив інформаційного обміну у ТП НТМ при вирішенні кожного часткового завдання

Номер завдання (в залежності від просторових меж виконання завдань противником) з подавлення елементів ТП НТМ, j	$Q_j^{кр}$
J=1	$Q_1^{кр} = 12$
J=2	$Q_2^{кр} = 9$
J=3	$Q_3^{кр} = 19$

Результати оптимального розподілу кількості каналів ТП НТМ об'єктів z типів, k типів засобів РП та ЕМП по типовим Об для зриву інформаційного обміну у ТП НТМ у проміжок часу 4 години наведені в табл. 5 W (Q_z^n). При цьому, мінімальне значення цільової функції (5.91) за обмежень (5.91)...(5.50) S_{opt} дорівнює $1,17 \cdot 10^5$, дол. США.

Таблиця 5.8 – Результати оптимального розподілу кількості каналів ТП НТМ об'єктів z типів, k типів засобів РП та ЕМП по типовим Об для зриву інформаційного обміну у ТП НТМ у проміжок часу 4 години

Номер завдання (в залежності від просторових меж виконання завдань противником) з подавлення елементів ТП НТМ, j та номер типового Об РП та ЕМП (від 1 до 8)							
$j = 1$			$j = 2$			$j = 3$	
Танк (засіб «Либідь К-2РБ»)	БТР (засіб «Либідь К-2РБ»)	Автомобіль (засіб «Либідь К-2РБ» «Харріс»)	Станція РРЛ (засоби Р-414МУ, СРШ-5000)	Станція супутникового, тропосферного зв'язку	Підрозділ зв'язку (ССЗ, СМЗ, КШМ)	Польовий вузол зв'язку (Дон-14)	Станіонарний вузол зв'язку
2	1	9	2	3	4	3	19
Тип засобу РП та ЕМП що може бути застосований для завдання з порушення інформаційного обміну ТП НТМ (див. табл.1) та кількість (наведена у дужках)							
5 (2)	5 (2); 13(1)	5 (2); 3(2)	5 (2); 13(2)	12 (1);5 (2)	5(3); 12 (1)	5 (4);12 (2);	5(5); 12(2); 13 (2)

Результати таблиця 5.8 дозволяють визначити сценарій РП та ЕМП ТП НТМ за цільовою функцією пониженої мірності (5.91) при виконанні противником завдань у відповідних територіальних межах за умови гарантованого зриву інформаційного обміну. При цьому економічні витрати противника – мінімальні.

Для визначення сценарію необхідно щоб ураження (подавлення) відповідних об'єктів РП було узгоджено за просторовими та часовими вимогами їх виконання.

Інший варіант сценарію може бути отриманий варіаціями множини обмежень, оперативного-тактичних умов або зміною сутності та виду цільової функції.

На п'ятому етапі методики за результатами розробки сценарію РП та ЕМП ТП НТМ формуються данні щодо видів завадових сигналів противника, їх кількості, параметрів та порядку випромінювання, дій станцій зв'язку тощо.

Це дає змогу статистично описати можливі варіанти ССЗО за якої гіпотетично буде здійснюватися застосування підрозділів Держспецзв'язку за призначенням в умовах реалізації противником визначених сценаріїв РП та ЕМП ТП НТМ. Для цього шляхом математичного та імітаційного моделювання формуються вибірки можливих значень амплітуди суперпозиції спектрів корисних сигналів, адитивних шумів та завад різних типів (структурних, подібних та гармонічних вузькосмугових завад), що можуть випромінюватись обраними за результатами етапу III засобами РП противника. Моделюються реальні дистанції зв'язку, тактико-технічні характеристики засобів РП противника та своїх засобів зв'язку, реальні види завадових сигналів.

За результатами моделювання формуються вибірки розрахованих амплітуд суміші корисного сигналу та завад на фоні власних шумів приймача для різних сценаріїв РП та ЕМП ТП НТМ противником. Далі будуються гістограми вибіркового розподілу сумарної амплітуди спектру на вході приймача та вирішуються задачі статистичної перевірки гіпотез, що є підставою для вибору типу закону розподілу амплітуди спектру суміші “сигнал – гаусів шум – завада”. Таким чином, створюється апріорний словник сигнатур випадкових процесів на вході приймача.

Задача з перевірки гіпотези про закон розподілу вибірки випадкової величини може бути вирішена із застосуванням відомих критеріїв, наприклад Пірсона (критерій χ^2) і Колмогорова.

У разі застосування критерію χ^2 дискретизується функція, що описує зміни амплітуди спектру суміші сигналу, завади та шуму на вході приймача. Далі формується вибірка обсягу n , яка розбивається на k інтервалів (від 8 до 20). Кількість елементів вибірки, що потрапили в i -інтервал, позначимо через n_j . Побудована за цими даними гістограма вибіркового розподілу амплітуди сигналу служить підставою для вибору типу закону розподілу. Параметри цього розподілу можуть бути знайдені або з теоретичних міркувань, або знаходженням їх оцінок за вибіркою. На підставі прийнятого закону розподілу обчислюються ймовірності P_i попадання випадкової величини в i -інтервал. Величина, що характеризує відхилення вибіркового розподілу від передбачуваного, визначається формулою [39]:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(n_i - np_i)^2}{np_i} \quad (5.96)$$

де, k – кількість інтервалів; n – обсяг вибірки.

Сума (5.96) має наближено χ^2 – розподілення з $f = (k - 1 - c)$ ступенями вільності, де c – кількість параметрів гіпотетичного закону розподілу, що визначаються за вибіркою. Для нормального розподілу $c = 2$, якщо \bar{x} , і s визначаються за даною вибіркою.

Гіпотеза про прийнятий тип закону розподілу приймається на обраному рівні значущості α , якщо $\chi^2 \leq \chi_{1-\alpha}^2$, де $\chi_{1-\alpha}^2$ кванти розподілу Пірсона для даного α і кількості ступенів вільності f . В іншому випадку робиться висновок про те, що гіпотеза не узгоджується з вибіркоvim розподілом.

При використанні критерію χ^2 бажано, щоб обсяг вибірки був достатньо великим: $n \geq 50 \div 150$, а кількість елементів $n_j \geq 5 \div 8$.

При підрахунку теоретичних ймовірностей P_i вважається, що крайній лівий інтервал простягається до $-\infty$; крайній правий до $+\infty$.

Для застосування критерію згоди Колмогорова необхідно визначити найбільше абсолютне відхилення вибіркової функції розподілу $F_n(x)$ від генеральної $F(x)$ [39]:

$$D = \max |F_n(x) - F(x)|. \quad (5.97)$$

Потім необхідно обчислити величину $\lambda = D\sqrt{n}$, $\lambda_{1-\alpha}$ – кванти розподілу Колмогорова.

Якщо $\lambda > \lambda_{1-\alpha}$, то гіпотеза про збіг теоретичного закону розподілу $F(x)$ з вибірковою $F_n(x)$ не відхиляється. При $\lambda > \lambda_{1-\alpha}$ гіпотеза відхиляється (або вважається сумнівною). Рівень значущості при застосуванні критерію Колмогорова обирають зазвичай в діапазоні (0,2 ... 0,3).

У разі вибірок невеликого обсягу ($n < 50$) для перевірки гіпотези про закон розподілу можна використовувати прості критерії, засновані на порівнянні генеральних параметрів розподілу і їх оцінок, отриманих за вибіркою. В якості оцінок параметрів найзручніше обрати моменти.

Для опису різних моделей завод з можливістю оцінки їх майбутньої поведінки можливо застосувати ймовірнісні конструкції та підхід (9-12). Негаусівські заводи можливо описати кінцевою послідовністю кумулянтів. Однак на практиці для поточного моменту t доцільно мати представлення про поведінку заводи в момент $t + \kappa$, $\kappa \geq 1$. Для вирішення цього завдання потрібно знати мати умовну сумісну щільність ймовірності значень амплітуди суміші сигналу, шуму та завод $(t + \kappa)$, $\kappa \geq 1$ при заданому наборі попередніх значень амплітуди. Однак у більшості практичних випадків реалізація цієї ідеї потребує великої кількості обчислень. В такій ситуації, розвиваючи підхід [10] у галузь моделювання заводової обстановки можливо формалізувати заводу співвідношенням [39]:

$$v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \cdot e(t - k), \quad (5.97)$$

де $e(t)$ – послідовність взаємно незалежних однаково розподілених випадкових величин з деякою функцією щільності ймовірності. Такий підхід дозволяє в подальшому здійснювати визначення сценаріїв та формування статистичних гіпотез про майбутню поведінку завади. Новизна такого підходу полягає у можливості апроксимації складних по формі завад шляхом визначення (підбору) різних функцій щільності ймовірності для послідовності $e(t)$ може моделювати (імітувати по формі) завади практично любого характеру складності. Цей практичний висновок відіграє важливу роль у створенні при подальших дослідженнях словника сигнатур ознак станів випадкових процесів на вході приймача у складній СЗО, дозволяє проводити дослідження з розпізнавання стану ССЗО за сформованими у процесі навчання.

Запропонований підхід дозволяє вирішувати завдання з визначення сценаріїв:

РП та ЕМП ТП НТМ на основі розподілу неоднорідних засобів РП та ЕМП противника за елементами ТП НТМ у гібридних діях (терористичній діяльності);

ССЗО що може скластися у інформаційному конфлікті засобів зв'язку та РЕБ противника.

Контрольні питання та завдання:

1. Поясніть сутність та складові завадозахищеності систем електронних комунікацій.
2. Які методи підвищення скритності систем електронних комунікацій Ви знаєте?
3. Які методи підвищення завадостійкості систем електронних комунікацій Ви знаєте?
4. Що таке радіоелектронна боротьба?
5. Що таке радіоелектронна розвідка?
6. Які види радіозавад ви знаєте, поясніть вплив кожного типу на якість зв'язку та ефективність його порушення?
7. Поясніть сутність адаптивних методів боротьби із завадами?
8. Що таке енергетична селекція?
9. Що таке частотна селекція?
10. Що таке поляризаційна селекція?
11. Поясніть порядок оцінювання ефективності ведення противником радіоелектронного подавлення в операціях (бойових діях) на основі математичного апарату теорії масового обслуговування.
12. Як визначити параметрів оптимальної радіозавади?

13. Який порядок визначення параметрів оптимальної радіозавади для подавлення радіоприймачів частотно-маніпульованих сигналів?
14. Поясніть сутність методики визначення ефективності ведення радіоелектронної розвідки частинами (підрозділами) РЕБ в операціях (бойових діях).
15. Визначте ефективність ведення РР при дорозвідці в ході етапу радіоподавлення комплексом Р-330 К, який знаходиться на озброєнні окремого батальйону РЕБ-Н противника в смузі його дій?
16. Які математичні підходи до оцінювання ефективності ведення радіоелектронного подавлення противником угруповання засобів зв'язку Ви знаєте?
17. Які показники та критерії ефективності РЕБ Ви знаєте? Поясніть сутність.
18. Які ступені дезорганізації управління військами (силами) і зброєю противника Ви знаєте?
19. Сформулюйте умови гарантованого радіоподавлення зв'язку.
20. Які методи завадозахисту Вас відомі? Поясніть сутність кожного метода.
21. Як визначити достатню для дезорганізації управління кількості радіомереж та радіонапрямків системи зв'язку?
22. Який порядок розрахунку можливостей радіоподавлення противником спеціального зв'язку при вирішенні оперативно - тактичних задач?
23. Який порядок визначення ефективності ведення РЕБ за інформаційними критеріями?
24. Який порядок визначення ефективності ведення РЕБ з використанням лінгвістичних змінних?
25. Який порядок визначення ступеню дезорганізації управління угрупованням та найбільш ефективного варіанту РЕБ за вхідними даними із використанням лінгвістичних змінних?
26. Розкрийте сутність нечітко-множинної методика оцінювання ефективності радіоелектронної боротьби в операціях.

6. МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ЗАВАДОЗАХИСТУ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

Адаптивний фільтр (АФ) – це цифровий фільтр (ЦФ) із характеристиками, що самоналаштовуються з метою протидії завадовим сигналам як ненавмисної природи, так й тим що створюються засобами РЕБ противника. Такий фільтр автоматично адаптується до зміни вихідних сигналів та притаманний області адаптивної обробки сигналів.

У багатьох застосунках виникає така проблема, як забруднення корисного сигналу небажаним сигналом чи шумом. Для їх розділення застосовується звичайна лінійна фільтрація, але коли спектри сигналу та шуму перекриваються, коли смуга шумових частот невідома чи змінна, коефіцієнти фільтра теж повинні змінюватися.

Концептуально на практиці АФ моделюють як дві взаємопов'язані частини:

ЦФ з коефіцієнтами, що регулюються;

адаптивний алгоритм, який використовується для налаштування чи зміни коефіцієнтів фільтра (рис. 6.1).

На вхід АФ одночасно подаються два сигнали, y_k та x_k . Сигнал y_k забруднений і містить корисний сигнал s_k і шум n_k , причому передбачається, що ці сигнали не корелюють. Сигнал x_k – це міра забруднення сигналу, який корелює з шумом n_k . У ЦФ сигнал x_k обробляється для отримання оцінки шуму \hat{n}_k . Потім корисний сигнал оцінюється як різниця зашумованого сигналу y_k та виходу ЦФ: Основна мета шумоподавлення полягає в отриманні оптимальної оцінки шуму в зашумованих сигналах, отже, оптимальної оцінки бажаного сигналу. Для цього \hat{s}_k подається в ланцюг зворотного зв'язку і на основі цього сигналу та відповідного адаптивного алгоритму регулюються коефіцієнти ЦФ для мінімізації шуму в сигналі \hat{s}_k .

Вихідний сигнал \hat{s}_k можна розглядати як, оцінку корисного сигналу та як сигнал помилки, який застосовується для регулювання коефіцієнтів цифрового фільтра, рис.6.1.

$$\hat{s}_k = y_k - \hat{n}_k = s_k + n_k - \hat{n}_k. \quad (6.1)$$

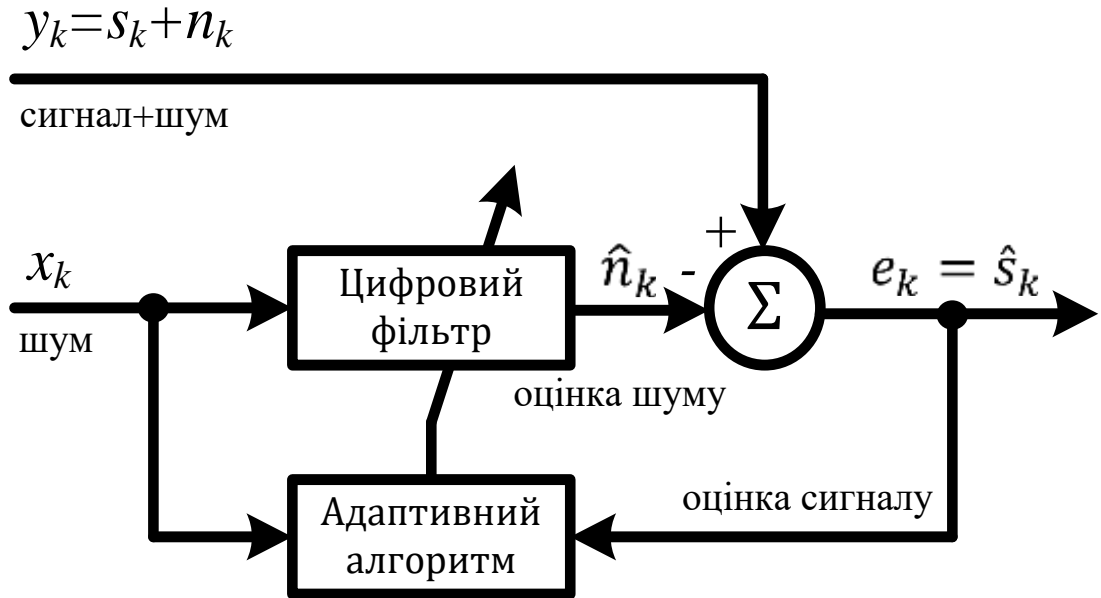


Рисунок 6.1 – Загальна структурна модель цифрового адаптивного фільтра

У більшості адаптивних систем такий фільтр може бути реалізований з використанням трансверсальної структури чи схеми КІХ-фільтра. Вихід такого N -точкового фільтра можна описати наступним чином

$$\hat{n}_k = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i) x_{k-i}, \quad (6.2)$$

де $w_k(i)$, $i = 0, 1, \dots$ - коефіцієнти фільтра, що регулюються (вагові коефіцієнти), x_{k-i} , \hat{n}_k - вхід та вихід фільтра відповідно.

Для налаштування коефіцієнтів фільтра використовуються адаптивні алгоритми, в яких сигнал помилки e_k мінімізується відповідно деякому критерію, наприклад, за схемою МНК.

Найбільшого розповсюдження у практичних реалізаціях отримали алгоритми за схемою МНК, рекурсивною схемою чи фільтр Калмана. Схема МНК найбільш ефективна з точки зору обчислювальної складності та вимог до пам'яті. Також для неї несуттєва проблема чисельної нестійкості. Але рекурсивна схема має кращу збіжність.

6.1. Математичні моделі та алгоритми адаптивної фільтрації.

Алгоритм Вінера-Хопфа. Багато які адаптивні алгоритми можна розглядати як апроксимацію дискретного фільтра Вінера (рис. 6.2).

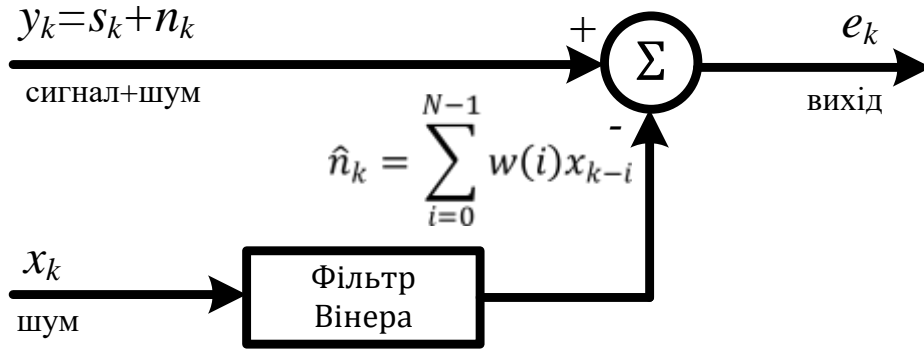


Рисунок 6.2. – Стандартна структура цифрового фільтра Вінера

Цифровий фільтр Вінера видає оптимальну оцінку тієї частини y_k , яка корелює з x_k , потім ця оцінка віднімається від y_k та отримується e_k .

Припустимо, що використовується КІХ-фільтр з N коефіцієнтами. Помилка e_k між виходом фільтра Вінера та початковим сигналом y_k записується як

$$e_k = y_k - \hat{n}_k = y_k - \mathbf{W}^T \mathbf{X}_k = y_k - \sum_{i=0}^{N-1} w(i)x_{k-i}, \quad (6.3)$$

де \mathbf{X}_k та \mathbf{W} – вектор вхідного сигналу та вектор коефіцієнтів відповідно, які мають вид

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1} \\ \vdots \\ x_{k-(N-1)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(N-1) \end{bmatrix}. \quad (6.4)$$

Квадрат помилки e_k дорівнює

$$e_k^2 = y_k^2 - 2y_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{W}. \quad (6.5)$$

Щоб отримати середньоквадратичну помилку, потрібно знайти математичне сподівання обох частин рівняння, припустивши, що вектор входу \mathbf{X}_k та сигнал y_k сумісно стаціонарні:

$$E[e_k^2] = E[y_k^2] - 2E[y_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{W}] + E[\mathbf{W}^T \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{W}] = \sigma^2 + 2\mathbf{P}^T \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W}, \quad (6.6)$$

де $E[\cdot]$ – знак математичного сподівання, $\sigma^2 = E[y_k^2]$ – дисперсія y_k , $\mathbf{P} = E[y_k \mathbf{X}_k]$ – N -компонентний вектор взаємної кореляції, $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T]$ – автокореляційна матриця $N \times N$.

Графік залежності середньоквадратичної помилки від коефіцієнтів \mathbf{W} – це чашоподібна поверхня з однозначно визначеною нижньою точкою. Дана поверхня зветься *поверхнею продуктивності* і вона невід’ємна, рис. 6.3, а її градієнт записується у вигляді

$$\nabla = \frac{dE[e_k^2]}{d\mathbf{W}} = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{W}. \quad (6.7)$$

Кожний набір коефіцієнтів $w(i)$, $i = 0, 1, \dots, N - 1$ відповідає точці на поверхні. В точці мінімуму градієнт дорівнює нулю і вектор вагових коефіцієнтів фільтра досягає оптимального значення \mathbf{W}_{opt} :

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}. \quad (6.8)$$

Ця формула називається рівнянням Вінера-Хопфа.

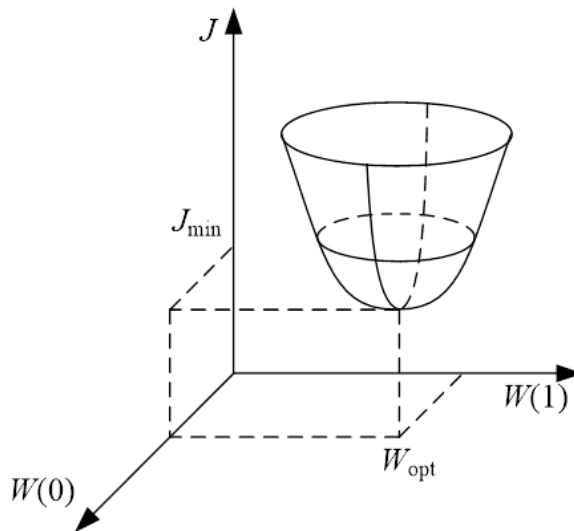


Рисунок 6.3– Поверхня продуктивності

Задача адаптивної фільтрації полягає в налаштуванні вагових коефіцієнтів $w(0)$, $w(1)$, ... за допомогою підходящого алгоритму до досягнення оптимальної точки на поверхні продуктивності.

Практичне використання вінерівських фільтрів обмежене наступними недоліками:

необхідно застосування автокореляційної матриці \mathbf{R} та вектора взаємної кореляції \mathbf{P} , причому обидві величини апіорі невідомі;

фільтри включають обернення матриць, що є працевитратним процесом;

якщо сигнали нестационарні, то \mathbf{R} та \mathbf{P} будуть змінюватися з часом, так що \mathbf{W}_{opt} доведеться обчислювати багатократно.

У додатках реального часу \mathbf{W}_{opt} потрібно перераховувати в міру надходження вибірок. Використання адаптивних алгоритмів дозволяє не обертати при цьому матриці та не обчислювати явно \mathbf{R} та \mathbf{P} .

Розглянемо інші, найбільш відомі у практиці створення АФ, адаптивні алгоритми цифрової фільтрації.

Алгоритм найменших квадратів. Одним з найбільш вдалих адаптивних алгоритмів є алгоритм найменших квадратів. Замість обчислення \mathbf{W}_{opt} за один крок коефіцієнти налаштовуються при послідовній обробці вибірок з мінімізацією середньоквадратичної помилки. Результат рівносильний спуску по поверхні рис. 6.3 до досягнення її дна.

Схема найменших квадратів заснована на алгоритмі найскорішого спуску, в якому вектор вагових коефіцієнтів наступним чином оновлюється при обробці вибірок:

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k - \mu \nabla_k, \quad (6.9)$$

де \mathbf{W}_k та ∇_k – вектори вагових коефіцієнтів та дійсного градієнта відповідно в k -й момент вибірки; параметр μ визначає стійкість та швидкість збіжності.

Цей алгоритм теж потребує знання \mathbf{R} та \mathbf{P} , оскільки ці величини необхідні для отримання ∇_k . Алгоритм найменших квадратів – це практичний метод оцінки вагових коефіцієнтів фільтра \mathbf{W}_k в реальному часі без обернення матриць чи прямого обчислення авто кореляційної матриці та вектору взаємної кореляції. Алгоритм найменших квадратів Уодру-Хопфа послідовного оновлення вагових коефіцієнтів записується як:

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k + 2\mu e_k \mathbf{X}_k, \quad (6.10)$$

де

$$e_k = y_k - \mathbf{W}^T \mathbf{X}_k. \quad (6.11)$$

Можна зробити висновок, що алгоритм найменших квадратів не потребує апріорних знань статистик сигналу (тобто кореляції \mathbf{R} та \mathbf{P}), а використовує їхні миттєві оцінки. Вагові коефіцієнти, отримані за допомогою алгоритму найменших квадратів, - це тільки оцінки, які поступово покращуються в міру того, як налаштовуються коефіцієнти та фільтр вивчає характеристики сигналів. В кінці кінців вагові коефіцієнти збігаються до якихось значень. Умова збіжності:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}}, \quad (6.11)$$

де λ_{\max} – максимальне власне значення коваріаційної матриці даних.

На практиці \mathbf{W}_k ніколи не досягне теоретичного максимуму (рішення Вінера), а флюктує навколо цього значення, рис. 6.4.

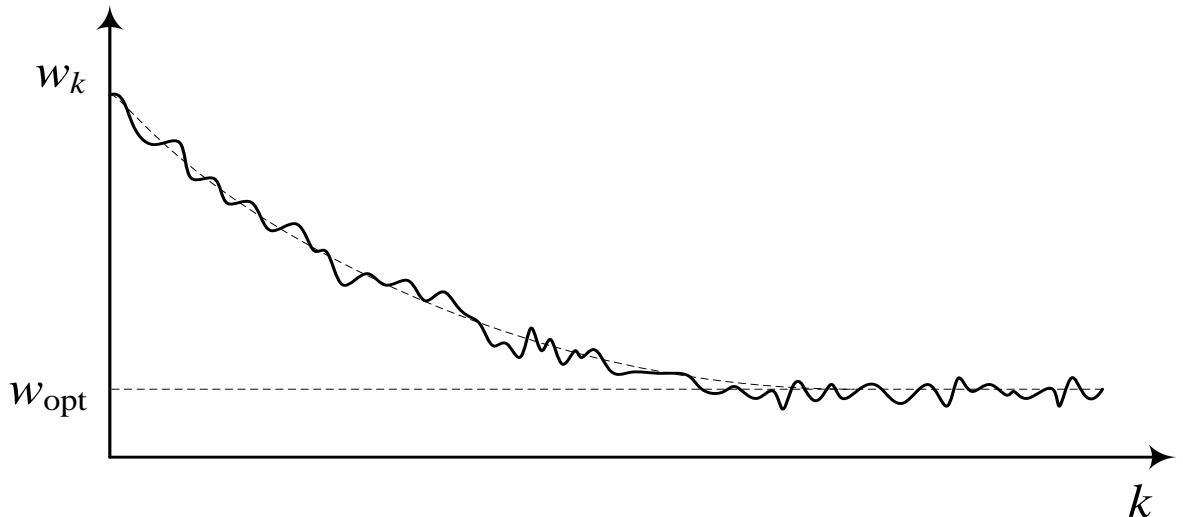


Рисунок 6.4 – Зміна значень вагових коефіцієнтів цифрового адаптивного фільтра

Схема обчислень, прийнята в схемі найменших квадратів:

1. Кожному ваговому коефіцієнту $w(i)$, $i = 0, 1, \dots, N - 1$ присвоюється довільне фіксоване значення, наприклад 0.
2. Обчислюється вихід фільтра

$$\hat{n}_k = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i) x_{k-i}. \quad (6.12)$$

3. Обчислюється оцінка помилки

$$e_k = y_k - \hat{n}_k. \quad (6.13)$$

4. Оновлюється набір вагових коефіцієнтів

$$w_{k+1}(i) = w_k(i) + 2\mu e_k x_{k-i}. \quad (6.14)$$

Описаний алгоритм потребує $2N + 1$ операцій множення та $2N + 1$ операцій складання для кожного нового набору вхідних та вихідних вибірок.

Функціональна схема алгоритму найменших квадратів наведена на рис. 6.5.

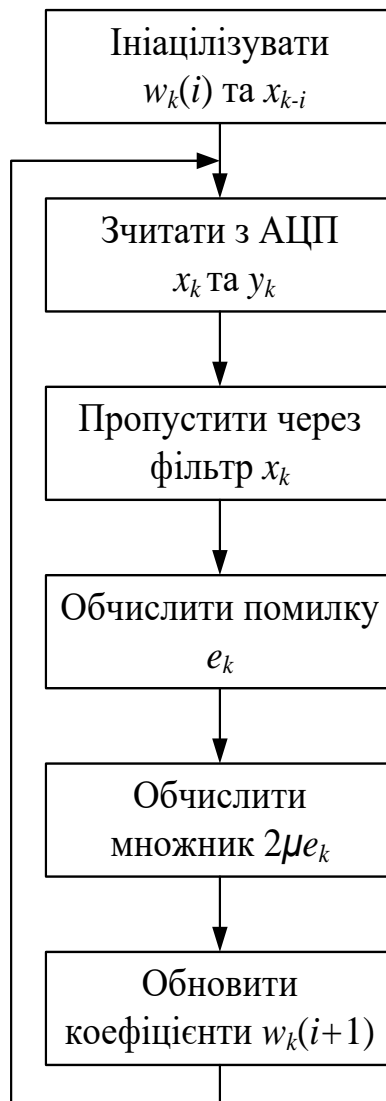


Рисунок 6.5 – Функціональна схема адаптивної фільтрації за схемою найменших квадратів

Задача 6.1. Розрахунок коефіцієнтів адаптивного фільтра методом найменших квадратів для КІХ-фільтра з N коефіцієнтами.

Нехай $N=3$ та маємо 12 реалізацій шуму:

$$x_k = (-0,4; -0,2; -0,4; 0,1; -0,3; 0,4; 0,2; 0,1; -0,1; 0,3; -0,5; 0,1).$$

Нехай маємо відповідні їм 12 реалізацій корисного сигналу + шуму:

$$y_k = (0,6; 1,8; -0,4; 3,1; 0,7; 2,4; 0,2; 3,1; 0,9; 2,3; -0,5; 3,1).$$

Для наступного порівняння 12 реалізацій незашумованого корисного сигналу:

$$y_k - x_k = (1; 2; 0; 3; 1; 2; 0; 3; 1; 2; 0; 3).$$

$$\hat{n}_k = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i)x_{k-i}, \quad e_k = y_k - \hat{n}_k,$$

$$w_{k+1}(i) = w_k(i) + 2\mu e_k x_{k-1}.$$

Починаємо з моменту часу $k = 0$.

Присвоюємо початкові значення коефіцієнтів фільтра, наприклад :

$$w_0(0) = 0,$$

$$w_0(1) = 0,$$

$$w_0(2) = 0.$$

Для прикладу вважаємо, що параметр збіжності алгоритму $\mu = 0,05$.

Обчислюємо вихід фільтра за формулою

$$\hat{n}_0 = \sum_{i=0}^{N-1} w_0(i)x_{0-i}.$$

$$\hat{n}_0 = 0 \cdot (-0,4) + 0 \cdot 0 + 0 \cdot 0 = 0.$$

Обчислюємо оцінку помилки $e_0 = y_0 - \hat{n}_0$.

$$e_0 = 0,6 - 0 = 0,6.$$

Перераховуємо вагові коефіцієнти $w_1(i) = w_0(i) + 2\mu e_0 x_{0-i}$.

$$w_1(0) = 0 + 2 \cdot 0,05 \cdot 0,6 \cdot (-0,4) = -0,024,$$

$$w_1(1) = 0 + 2 \cdot 0,05 \cdot 0,6 \cdot 0 = 0,$$

$$w_1(2) = 0 + 2 \cdot 0,05 \cdot 0,6 \cdot 0 = 0.$$

Переходимо до наступного дискретного відліку часу $k = 1$.

Обчислюємо вихід фільтра за формулою

$$\hat{n}_1 = \sum_{i=0}^{N-1} w_1(i)x_{1-i}.$$

$$\hat{n}_1 = -0,024 \cdot (-0,2) + 0 \cdot (-0,4) + 0 \cdot 0 = 0,0048.$$

Обчислюємо оцінку помилки $e_1 = y_1 - \hat{n}_1$.

$$e_0 = 1,8 - 0,0048 = 1,7952.$$

Перераховуємо вагові коефіцієнти $w_2(i) = w_1(i) + 2\mu e_1 x_{1-i}$.

$$w_2(0) = -0,024 + 2 \cdot 0,05 \cdot 1,7952 \cdot (-0,2) = -0,0599,$$

$$w_2(1) = 0 + 2 \cdot 0,05 \cdot 1,7952 \cdot (-0,4) = -0,0718,$$

$$w_2(2) = 0 + 2 \cdot 0,05 \cdot 1,7952 \cdot 0 = 0.$$

Результати послідовного оновлення вагових коефіцієнтів зведемо в табл. 6.1.

Таблиця 6.1– Результати розрахунку послідовного оновлення вагових коефіцієнтів

k	y_k – x_k	x_k	y_k	\hat{n}_k	e_k	$w_k(0)$	$w_k(1)$	$w_k(2)$
						0	0	0
0	1	-0,4	0,6	0	0,6	-0,024	0	0
1	2	-0,2	1,8	0,0048	1,7952	-0,0599	-0,07181	0
2	0	-0,4	-0,4	0,038323	-0,43832	-0,04237	-0,06304	0,017533
3	3	0,1	3,1	0,017473	3,082527	-0,01155	-0,18634	-0,04412
4	1	-0,3	0,7	0,002477	0,697523	-0,03247	-0,17937	-0,07202
5	2	0,4	2,4	0,03362	2,36638	0,062184	-0,25036	-0,04835
6	0	0,2	0,2	-0,0732	0,2732	0,067648	-0,23943	-0,05655
7	3	0,1	3,1	-0,06374	3,163742	0,099285	-0,17616	0,069999
8	1	-0,1	0,9	-0,01354	0,913544	0,09015	-0,16702	0,08827
9	2	0,3	2,3	0,052574	2,247426	0,157572	-0,18949	0,110744
10	0	-0,5	-0,5	-0,14671	-0,35329	0,175237	-0,20009	0,114277
11	3	0,1	3,1	0,151854	2,948146	0,204718	-0,3475	0,202721
				-0,13611	0,136111	0,204718	-0,34614	0,195916
				0,019592	-0,01959	0,204718	-0,34614	0,19572

Рекурсивний алгоритм найменших квадратів. Алгоритм заснований на добре відомій схемі найменших квадратів, рис. 6.6.

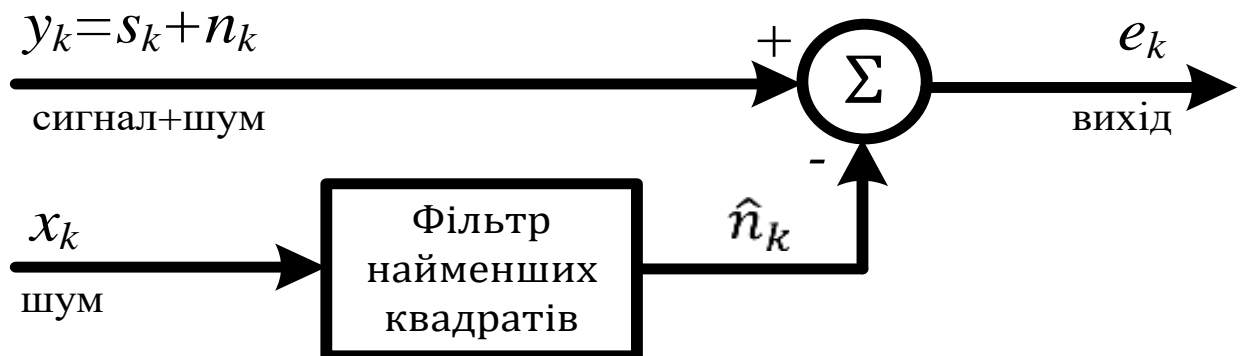


Рисунок 6.6– Основна ідея методу найменших квадратів

Вхідний та вихідний сигнали зв'язані регРЕЗійною моделлю

$$y_k = \sum_{i=0}^{n-1} w(i)x_k(i) + e_k, \quad (6.15)$$

де e_k – помилка вимірів та інші дефекти, які не можна врахувати;

$w(i)$ – доля i -го входу в первинному сигналі y_k .

Задача найменших квадратів формулюється як отримання за даними $x_k(i)$ та y_k оцінок величин від $w(0)$ до $w(n-1)$.

Оптимальні оцінки вагових коефіцієнтів фільтра $w(i)$ визначаються виразом

$$\mathbf{W}_m = [\mathbf{X}_m^T \mathbf{X}_m]^{-1} \mathbf{X}_m^T \mathbf{Y}_m, \quad (6.16)$$

де \mathbf{Y}_m , \mathbf{W}_m , \mathbf{X}_m записуються як

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{m-1} \end{bmatrix}, \mathbf{X}_m = \begin{bmatrix} x^T(0) \\ x^T(1) \\ \vdots \\ x^T(m-1) \end{bmatrix}, \mathbf{W}_m = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(n-1) \end{bmatrix}. \quad (6.17)$$

Індекс m вказує, що кожна з наведених вище матриць обчислюється для всіх m інформаційних точок, а через T позначено транспонований вектор.

Оптимальну оцінку \mathbf{W}_m можна отримати за допомогою будь-якого зручного методу обернення матриць.

Вихід фільтра записується як

$$\hat{n}_k = \sum_{i=0}^{n-1} \hat{w}(i)x_{k-i}, k = 0, 1, \dots, m-1. \quad (6.18)$$

Обчислення \mathbf{W}_m потребує працевитратного обернення матриці, тому алгоритм не підходить для фільтрації в реальному часі.

На практиці при отриманні неперервних даних, коли необхідно покращити оцінку \mathbf{W}_m за допомогою нових даних, переважно використовують рекурсивні методи. При рекурсивному методі найменших квадратів оцінки \mathbf{W}_m можна поновлювати для кожного нового отриманого набору даних без прямого повторного працевитратного обернення матриці.

Рекурсивний алгоритм отримується, якщо враховувати дані з ваговими коефіцієнтами, що експоненціально згасають, щоб поступово усунути вплив

старих даних на \mathbf{W}_m та дозволити відслідковувати характеристики сигналу, що повільно змінюються.

Таким чином,

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{k-1} + \mathbf{G}_k e_k. \quad (6.19)$$

Введемо

$$\mathbf{P}_k = \frac{1}{\gamma} [\mathbf{P}_{k-1} - \mathbf{G}_k x^T(k) \mathbf{P}_{k-1}], \quad (6.20)$$

де

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_k &= \frac{\mathbf{P}_{k-1} x(k)}{\alpha_k}, \\ e_k &= y_k - x^T(k) \mathbf{W}_{k-1}, \\ \alpha_k &= \gamma + x^T(k) \mathbf{P}_{k-1} x(k). \end{aligned}$$

По суті, введення \mathbf{P}_k дозволяє рекурсивно обчислювати зворотну матрицю $[\mathbf{X}_m^T \mathbf{X}_m]^{-1}$.

Аргумент k використовується, щоб підкреслити той факт, що величини обчислюються в кожний момент отримання вибірки, показник γ називається *коефіцієнтом забування*.

Якщо покласти $\gamma = 1$, наведена схема зводиться до методу найменших квадратів. Значення γ зазвичай обирається між 0,98 та 1. При менших значеннях найбільш свіжим даним присвоюються надто великі вагові коефіцієнти, що призводить до сильної флуктуації оцінок. Число попередніх вибірок, що вносять значний вклад у \mathbf{W} в кожний момент вибірки, називається асимптотичною довжиною та виражається наступною формулою

$$\sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k = \frac{1}{1-\gamma}. \quad (6.21)$$

Даний вираз ефективно визначає пам'ять фільтра, реалізованого з використанням рекурсивної схеми найменших квадратів. При $\gamma = 1$ фільтр володіє нескінченною пам'яттю.

Алгоритми адаптивної компенсації завад із застосуванням методів прогнозування. Як показано у п.п. 6.1 та 6.2, враховуючі активні зміни та ускладнення сигнально завадової обстановки (СЗО) у реальних умовах конфліктів в електромагнітному спектрі, адаптивний компенсатор завад (АКЗ) повинен забезпечувати відповідну зміну вагових коефіцієнтів $w(t)$ ЦФ. Разом з цим, доволі часто СЗО, залишаючись випадковою, постійна в часі. В цьому випадку $w_{opt}(t)=w_{opt}=\text{const}$, що дозволяє записати умову відсутності динаміки у вигляді:

$$\frac{dw(t)}{dt} = 0 \quad (6.21)$$

В загальному випадку, за умови наявності спектрально-часових змін у СЗО на полі бою

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + G(t)u(t) \quad (6.22)$$

де $F(t)$, $G(t)$ – коефіцієнти, які відображають стан та інтенсивність змін параметрів завади;

$u(t)$ – білий гаусів шум при щільності потужності N_u , що породжує.

Вагові коефіцієнти можуть бути розраховані різними методами, див. п.п.6.1, 6.2. Однак нижче буде розглянутий найменш описаний у сучасній літературі та вкрай перспективний у практичному застосуванні у спеціальних системах електронних комунікацій метод прогнозування.

Розглянемо структурну схему найбільш простого в практичній реалізації АКЗ Уідроу, рис. 6.7, який застосовує одноканальний алгоритм RLS – рекурсивний метод найменших квадратів, див.п.п.6.2. Зрозуміло, що алгоритм обраний в якості спрощеного прикладу та на практиці, процедури визначення вагових коефіцієнтів можуть бути значно модернізовані та ускладнені, наприклад до вигляду Робінса-Монро, Ньютона-Рафсона, або Калмана-Б'юсі.

Представимо АКЗ в векторному варіанті та перейдемо до синтезу багатоканального АКЗ, призначення якого це компенсація широкосмугової адитивної завади.

Для оцінки вектора $w(t)$ застосуємо підхід

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + P(t)N_0(t)N_v^{-1}\Delta y(t) \quad (6.22)$$

де $P(t)$ – матриця значень апостеріорної дисперсії оцінки, яка знаходиться з рівняння Рікатті

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)N_0(t)N_v^{-1}N_0(t)P(t) + G^T N_u G(t); \quad (6.23)$$

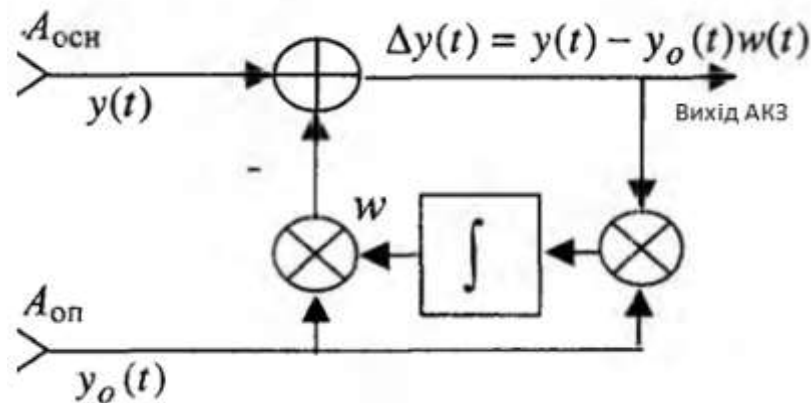


Рисунок 6.7 – Структурна схема АКЗ Уідроу

$N_0(t)$ – діагональна матриця розміром $l \times l$ з елементами $n_0^{(i)}(t) = n_0(t)$.

Не дивлячись на схожість при синтезі з алгоритмом Калмана, процедури (6.21) - (6.23) принципово відрізняються тим, що значення апостеріорної дисперсії $P(t)$ залежні від результатів спостережень $N_0(t)$.

Розглянемо структурну схему багатоканального приймача з АКЗ, який реалізує алгоритм (6.22), рис. 6.8.

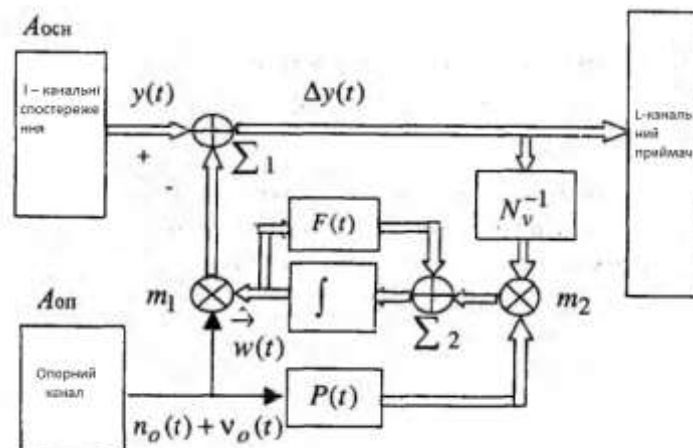


Рисунок 6.8 – Структурна схема багатоканального приймача з АКЗ

Конкретизуємо порядок роботи наведеного на рис. 6.8 приймача. Завадовий сигнал з опорного каналу після перемноження m_i , де він набуває відповідний кожному i -му каналу зсув та масштаб $w_i(t)$, підраховується в

суматорі $\sum 1$. Результуючий сигнал з суматора подається на вхід вимірювача приймача та паралельно, після підсилення в N_v^{-1} разів, на множник m_2 . На інший вхід останнього подається зважене значення заводового сигналу $n_0(t)$. Корисний сигнал $s_i(t)$ в силу некорельованості із заводовим сигналом на компенсаційний вхід не проходить. Напряга с виходу інтегратора, що подається на один з виходів множника m_l , як раз і несе інформацію про вагові коефіцієнти $\mathbf{w}(t)$.

Проаналізувавши ці дві варіації побудови АКЗ. Вони в основному схожі, але на рис. 6.8 враховує наявність шумів спостереження $V_0(t)$, випадкових параметрів завод $n(t)$ та $n_0(t)$, наявність їх корельованості та взаємної кореляції з елементами матриці $F(t)$. Зауважимо, що при розробці АКЗ треба враховувати роль крокової функції, яка визначає швидкість збіжності, велику роль відіграє коефіцієнт $P(t)N_0(t)N_v^{-1}$ з формули (6.23), також визначає стійкість процесу.

Прогнозування заводового сигналу при формуванні опорного каналу адаптивного компенсатору завод. При адаптивному прогнозуванні необхідно сформулювати вибірку значень випадкового процесу $\xi(t)$ в теперішній час t та в минулі моменти часу $t-\Delta t, \dots, t-n\Delta t$, де n – ціле, а Δt – інтервал часу, утворюючі вектор

$$X = [\xi(t), \xi(t-\Delta t), \dots, \xi(t-n\Delta t)]. \quad (6.24)$$

Можна також використовувати вибірку значень випадкового процесу та деякі значення його похідних, якщо він диференційований нескінченно або відому кількість разів

$$Y = [\xi(t), \xi'(t), \dots, \xi^{(n)}(t)]. \quad (6.25)$$

Вибірка X або Y використовується для прогнозу реалізації випадкового процесу на момент часу « $t+\theta$ » - час прогнозування. В такій постановці задачі, прогноз формалізуємо у вигляді фільтру, що здійснює лінійну регресію:

$$\xi[(t+\theta)t] = k_0\xi(t) + k_1\xi(t-\Delta t) + \dots + k_n\xi(t-n\Delta t) = \mathbf{K}X^T, \quad (6.26)$$

де $\xi[(t+\theta)t]$ – прогноз реалізації $\xi(t)$ на момент часу $t+\theta$, який відстає на θ від моменту часу t ;

$\mathbf{K} = [k_0, \dots, k_n]$ – вектор вагових коефіцієнтів.

Оптимальні коефіцієнти вектора \mathbf{K} залежать від часу прогнозування θ , кореляційних властивостей випадкового процесу та інтервалу часу між відліками Δt . Аналогічну модель можна реалізувати й при використанні значень похідних

$$\xi[(t+\theta)t] = w_{01}\xi(t) + w_{02}\xi'(t) + \dots + w_{0n}\xi^{(n)}(t) = \mathbf{W}\mathbf{Y}^T. \quad (6.27)$$

з вектором $\mathbf{W} = [w_{0n}, w_{1n}, \dots, w_{nn}]$.

Вагові коефіцієнти вектора \mathbf{W} позначені як w_{ij} , де i – порядок похідної реалізації, j – об'єм вибірки для прогнозування.

Оптимальні коефіцієнти w_{ij} вектору \mathbf{W} залежать від часу прогнозування, та кореляційних якостей випадкового процесу. Оптимальний з точки зору мінімального середньоквадратичного відхилення вектор коефіцієнтів \mathbf{W}_{opt} або K_{opt} визначається рівнянням Вінера-Хопфа, див.п.6.2.,

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}^T, \quad (6.28)$$

де \mathbf{R} – матриця взаємної кореляції елементів вибірки \mathbf{Y} або \mathbf{X} ;

\mathbf{P} – вектор взаємної кореляції прогнозу $\xi(t+\theta/t)$ та елементів вибірки \mathbf{Y} або \mathbf{X} .

Мінімальна дисперсія прогнозу $\xi(t+\theta/t)$ може бути записана у вигляді

$$\sigma^2\{\xi[(t+\theta)t]\} = \sigma^2[\xi(t)] - \mathbf{P}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}^T \quad (6.29)$$

де $\sigma^2[\xi(t)]$ – дисперсія випадкового процесу $\xi(t)$.

Матриці \mathbf{R} та вектор \mathbf{P} , які ми використовуємо при прогнозуванні з вибірками до четвертої похідної включно, можна записати у вигляді

$$\mathbf{R} = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & 0 & \rho''(0) & 0 & \rho^{(4)}(0) \\ 0 & -\rho''(0) & 0 & -\rho^{(4)}(0) & 0 \\ \rho''(0) & 0 & \rho^{(4)}(0) & 0 & \rho^{(6)}(0) \\ 0 & -\rho^{(4)}(0) & 0 & -\rho^{(6)}(0) & 0 \\ \rho^{(4)}(0) & 0 & \rho^{(6)}(0) & 0 & \rho^{(8)}(0) \end{vmatrix}, \quad (6.30)$$

$$\mathbf{P} = \sigma^2 [\rho(\theta), -\rho'(\theta), \rho''(\theta), -\rho^{(3)}(\theta), \rho^{(4)}(\theta)] \quad (6.31)$$

де $\rho(\theta)$ - нормована відносно σ^2 функція кореляції процесу $\xi(t)$.

Аналіз виразів (6.30) та (6.31) дозволяє зробити висновок, що матриця \mathbf{R} є симетричною та розрідженою, так як випадковий процес та його перша похідна,

а також перша та друга, друга та третя не корельовані між собою, через що третина елементів матриці дорівнюють 0. Це дозволяє значно зменшити число оцінюваних параметрів матриці. Така матриця гарно обумовлена, та для неї легко знайти обернену.

Матриця вектору \mathbf{K} та вектор взаємної кореляції мають вигляд:

$$R = \begin{pmatrix} 1 & \rho(\Delta t) & \dots & \rho(n\Delta t) \\ \rho(\Delta t) & 1 & \dots & \rho[(n-1)\Delta t] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho(n\Delta t) & \rho[(n-1)\Delta t] & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (6.32)$$

$$\mathbf{P} = \sigma^2 [\rho(\theta), \rho(\theta + \Delta t), \dots, \rho(\theta + n\Delta t)] \quad (6.33)$$

Процес адаптації зводиться до пошуку вектора вагових коефіцієнтів \mathbf{W} . Наближеним до ідеального алгоритму є алгоритм послідовної регресії. В такій постановці задачі необхідно знаходяться оцінки матриці \mathbf{R} та вектора \mathbf{P}

$$\hat{R} = \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N \mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^T, \quad (6.34)$$

Під час спостереження реалізації процесу $\xi(t)$ в моменти часу t_i , будемо отримувати вибірки

$$\mathbf{Y}_i = \left\| \xi(t_i), \xi'(t_i), \dots, \xi^{(n)}(t_i) \right\| \quad (6.35)$$

або в залежності від типу вибірки замість вектора \mathbf{Y}_j краще використовувати вектор \mathbf{X} .

Вектор взаємної кореляції результатів прогнозу та елементів вибірки запишемо у вигляді

$$\hat{\mathbf{P}}^T = \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N \xi(t_i + \theta) \mathbf{Y}_i^T. \quad (6.36)$$

Дослідимо ефективність алгоритму, при умові, що випадковий процес $\xi(t)$

гаусівський

$$\hat{\mathbf{P}}^T = \frac{1-\alpha}{1-\alpha^{k+1}} \sum_{i=0}^k \alpha^{k-i} \xi(t_i + \theta) Y_i^T.$$

Але є недолік, при великих значеннях N дана оцінка становиться не чутлива до змін в матриці. Для того, щоб виключити цей недолік введемо ваговий множник α для керування чутливістю до змін.

Результати оцінки ефективності запропонованого методу прогнозування наведені на рис. 6.9.

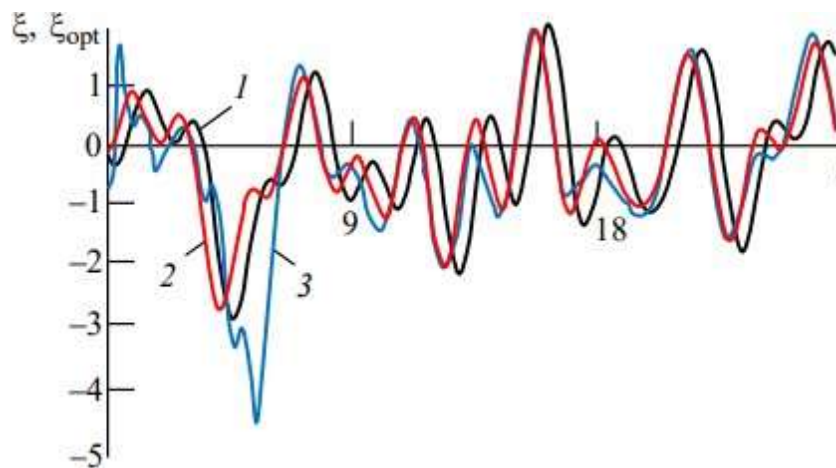


Рисунок 6.9 - Імітаційне моделювання випадкового процесу $\xi(t)$

Результатів аналізу, рис. 6.9 імітаційного дослідження прогнозування випадкового процесу при відомій матриці \mathbf{R} та векторі \mathbf{P} дозволяє зробити важливий з практичної точки зору висновок, про те що результати прогнозування практично співпадають з оптимальним випадком.

6.2. Моделювання та дослідження адаптивних цифрових фільтрів у середовищі візуального моделювання SIMULINK пакету MATLAB

Програма **Simulink** є додатком до пакету **MATLAB**. При моделюванні з використанням **Simulink** реалізується принцип візуального програмування, коли користувач на екрані з бібліотеки стандартних блоків створює модель пристрою та здійснює розрахунки. При цьому йому, на відміну від класичних способів моделювання, не треба досконало вивчати мову програмування та чисельні методи математики, а досить загальних знань, потрібних при роботі на комп'ютері та, природно, знань тієї предметної області, у якій він працює.

Simulink є достатньо самостійним інструментом **MATLAB**, і при роботі з ним зовсім не треба знати сам **MATLAB** та інші його додатки. З іншого боку, доступ до функцій **MATLAB** та іншим його інструментам залишається відкритим і їх можна використовувати в **Simulink**. Частина з них входять до складу пакетів та мають інструменти, що вбудовані в Simulink (наприклад, LTI-Viewer, додатки Control System Toolbox - пакета для розробки систем управління). Є також додаткові бібліотеки блоків для різних галузей використання (наприклад, **Power System Blockset** – моделювання електротехнічних пристроїв, Digital Signal Processing Blockset – набір блоків для розробки цифрових пристроїв і т.д).

При роботі з Simulink користувач може модернізувати бібліотечні блоки, створювати свої власні блоки, а також складати нові бібліотеки блоків.

При моделюванні користувач може вибирати метод розв'язання диференціальних рівнянь, а також спосіб зміни модельного часу (з фіксованим або змінним кроком). У ході моделювання є можливість стежити за процесами, що відбуваються в системі. Для цього використовуються спеціальні пристрої спостереження, які входять до складу бібліотеки **Simulink**. Результати моделювання можуть бути представлені у вигляді графіків або таблиць.

Перевага **Simulink** полягає також у тому, що він дозволяє поповнювати бібліотеки блоків за допомогою програм написаних мовою **MATLAB**, так і на мовах **C++**, **Fortan** і **Ada**.

Для запуску програми необхідно попередньо запустити пакет **MATLAB**.

Основне вікно пакета **MATLAB** показано на рис. 6.10. Там же показано підказку, що з'являється в вікні при наведенні миші на ярлик **Simulink** на панелі інструментів.

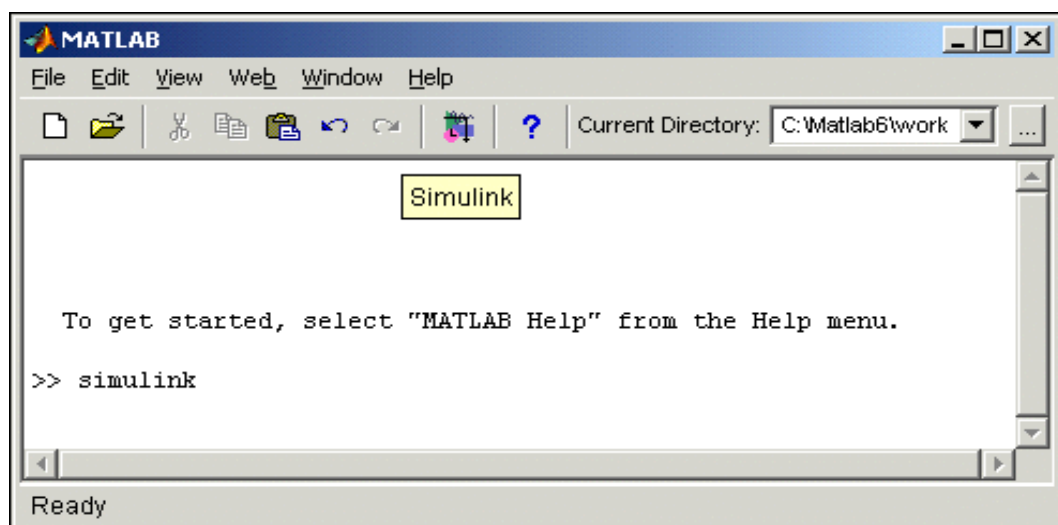


Рисунок 6.10 – Основне вікно програми **MATLAB**

Після відкриття основного вікна програми **MATLAB** треба запуснути програму **Simulink**.

Це можна зробити одним з трьох способів:

1) натиснути кнопку (**Simulink**) на панелі інструментів командного вікна **MATLAB**.

2) у командному рядку головного вікна **MATLAB** надрукувати **Simulink** і натиснути **Enter** на клавіатурі.

3) виконати команду **Open ...** в меню **File** та відкрити відкрити файл моделі (**mdl**).

Останній варіант зручно використовувати для запуску вже готової і налагодженої моделі, коли потрібно лише провести розрахунки і не потрібно додавати нові блоки в модель. Використання першого та другого способів призводить до відкриття вікна оглядача розділів бібліотеки **Simulink** (Рис. 6.11).

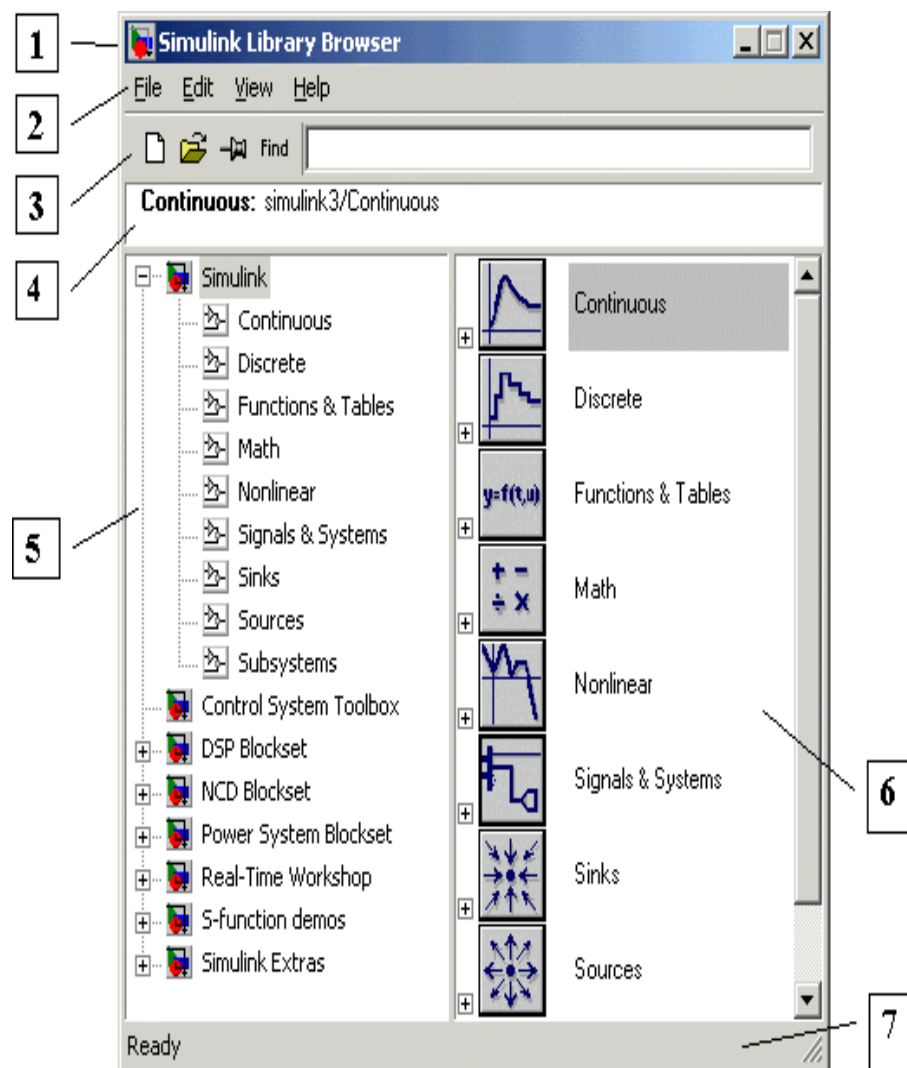


Рисунок 6.11 – Вікно оглядача розділів бібліотеки **Simulink**

Розділи бібліотеки Simulink. Вікно оглядача бібліотеки блоків містить такі елементи (Рис. 6.11):

1. Тема, з назвою вікна - **Simulink Library Browser**.
2. Меню, з командами **File, Edit, View, Help**.
3. Панель інструментів, з ярликами найбільш часто використовуваних команд.
4. Вікно коментаря для виведення пояснюючого повідомлення при обраному блоці.
5. Список розділів бібліотеки, реалізований у вигляді дерева.
6. Вікно змісту розділа бібліотеки (список вкладених розділів бібліотеки або блоків).
7. Рядок стану, що містить підказку по виконуваній дії.

На Рис. 6.11 виділена основна бібліотека **Simulink** (у лівій частині вікна) і показані її розділи (у правій частині вікна).

Бібліотека **Simulink** включає такі основні розділи:

1. **Continuous** – лінійні блоки.
2. **Discrete** – дискретні блоки.
3. **Functions & Tables** – функції та таблиці.
4. **Math** – блоки математичних операцій.
5. **Nonlinear** – нелінійні блоки.
6. **Signals & Systems** – сигнали та системи.
7. **Sinks** – реєструючі пристрої.
8. **Sources** – джерела сигналів та впливів.
9. **Subsystems** – блоки підсистем.

Список розділів бібліотеки Simulink представлений у вигляді дерева, і правила роботи з ним є загальними для списків такого виду:

Піктограма згорнутого вузла дерева містить символ “+”, а піктограма розгорнутого містить символ “-”.

Для того, щоб розгорнути або згорнути вузол дерева, досить клацнути на його піктограмі лівою клавшею миші (ЛКМ).

При виборі певного розділу бібліотеки в правій частині вікна відображається його вміст (Рис. 6.12).

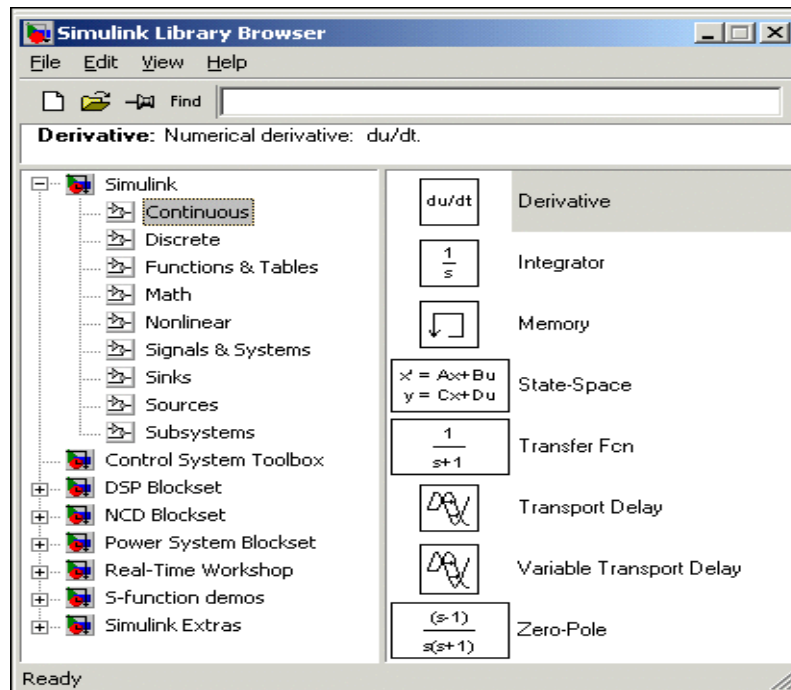


Рисунок 6.12 – Вікно оглядача з набором блоків розділу бібліотеки

Для роботи з вікном використовуються команди зібрані в меню. Меню оглядача бібліотек має такі пункти:

File (Файл) – Робота з файлами бібліотек.

Edit (Редагування) – Додавання блоків та їх пошук (за назвою).

View (Вигляд) – Керування показом елементів інтерфейса.

Help (Довідка) – Висновок вікна довідки оглядача бібліотек.

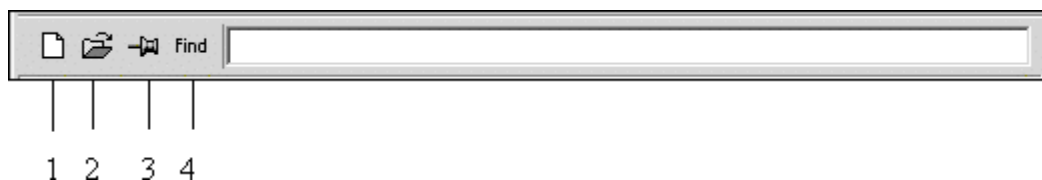



Рисунок 6.13 – Панель інструментів оглядача розділів бібліотек

Кнопки панелі інструментов мають таке призначення:

- 1) створити нову **S-модель** (відкрити нове вікно моделі);
- 2) відкрити одну з існуючих **S-моделей**;
- 3) змінити властивості вікна оглядача. Дана кнопка дозволяє встановити режим відображення вікна оглядача «*поверху всіх вікон*». Повторне натискання скасовує такий режим;

- 4) пошук блоку за назвою (за першими символами назви). Після того як блок буде знайдений, у вікні оглядача відкриється відповідний розділ бібліотеки, а блок буде виділено. Якщо ж блок з такою назвою відсутній, то у вікні коментаря буде виділено повідомлення **Not found <ім'я блоку>** (Блок не знайдений).

Порядок створення моделі в середовищі SIMULINK. Для створення моделі в середовищі SIMULINK необхідно послідовно виконати ряд дій що визначені далі.

1. Створити новий файл моделі за допомогою команди **File/New/Model**, або використовуючи кнопку  на панелі інструментів (тут і далі, за допомогою символу “/”, зазначені пункти меню програми, які необхідно послідовно вибирати для виконання зазначеної дії).

Новостворене вікно моделі показано на Рис. 6.14, а:

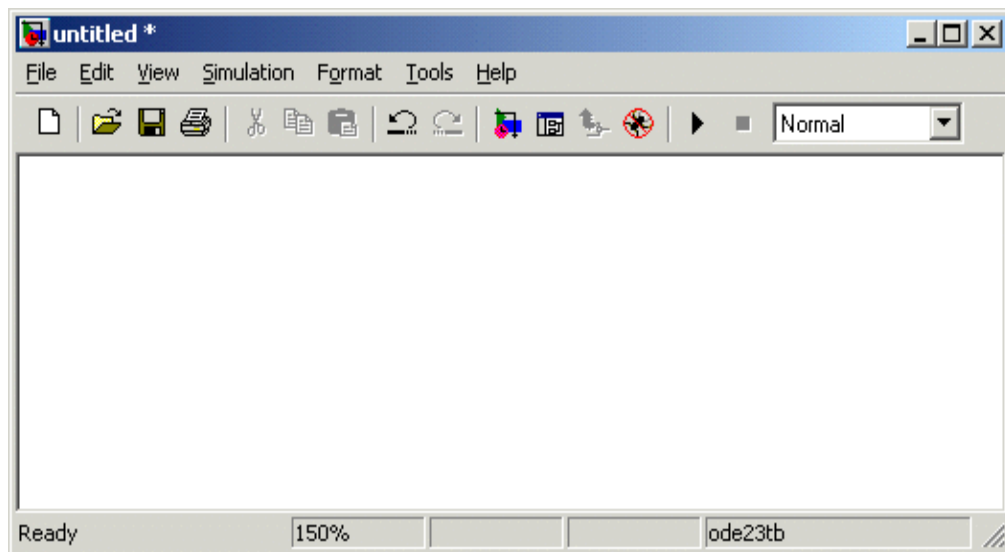


Рисунок 6.14, а – Порожнє вікно моделі.

2. Розташувати блоки у вікні моделі. Для цього необхідно відкрити відповідний розділ бібліотеки (Наприклад, Sources – Джерела). Далі, вказавши курсором на необхідний блок, натиснути на ліву клавішу «миші» – “перетягнути” блок в створене вікно. На рис 6.14,б показано вікно моделі, що містить блоки.

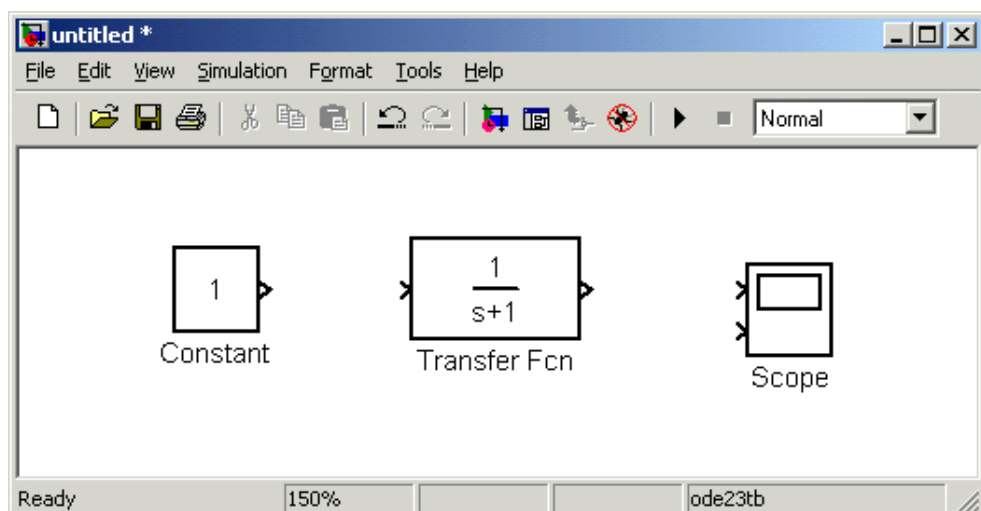


Рисунок 6.14, б – Вікно моделі з блоками

Для видалення блока треба вибрати блок (вказати курсором на його зображення і натиснути ліву клавішу «миші»), а потім натиснути клавішу **Delete** на клавіатурі.

Для зміни розмірів блока треба вибрати блок, встановити курсор в один з його кутів блоку і, натиснути ліву клавішу “миші”, змінити розмір блоку (курсор при цьому перетворюється в двосторонню стрілку).

3. Далі, якщо це потрібно, треба змінити параметри блоку, встановлені програмою “за замовчуванням”. Для цього необхідно двічі клацнути лівою клавішею «миші», вказавши курсором на зображення блоку. Відкриється вікно редагування параметрів даного блоку. При заданні чисельних параметрів слід мати на увазі, що для десяткового роздільника повинна використовуватися крапка, а не кома. Після внесення змін треба закрити вікно кнопкою “ОК”. На Рис. 5.14а як приклад показаний блок, що моделює передавальну функцію і вікно редагування параметрів даного блоку.

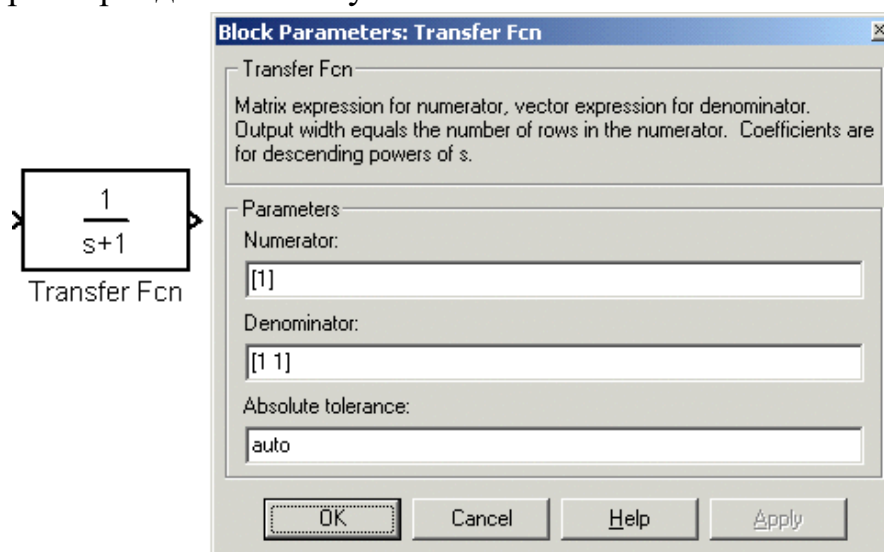


Рисунок 6.15, а – Блок, що моделює передатну функцію та вікно редагування параметрів блоку

4. Після установки на схемі всіх блоків з потрібних бібліотек потрібно виконати з'єднання елементів схеми. Для поєднання блоків необхідно вказати курсором на “вихід” блоку, а потім, натиснути і, утримуючи ліву клавішу «миші», провести лінію до входу іншого блоку. Після чого відпустити клавішу. У разі правильного з'єднання зображення стрілки на вході блоку змінює колір. Для створення точки розгалуження в з'єднувальній лінії потрібно підвести курсор до передбачуваного вузла, і натиснувши *праву* клавішу «миші»,

протягнути лінію. Для видалення лінії треба вибрати лінію (так само, як це виконується і для блоку), а потім натиснути клавішу **Delete** на клавіатурі. Схема моделі, в якій виконані з'єднання між блоками, показана на Рис. 6.15,б.

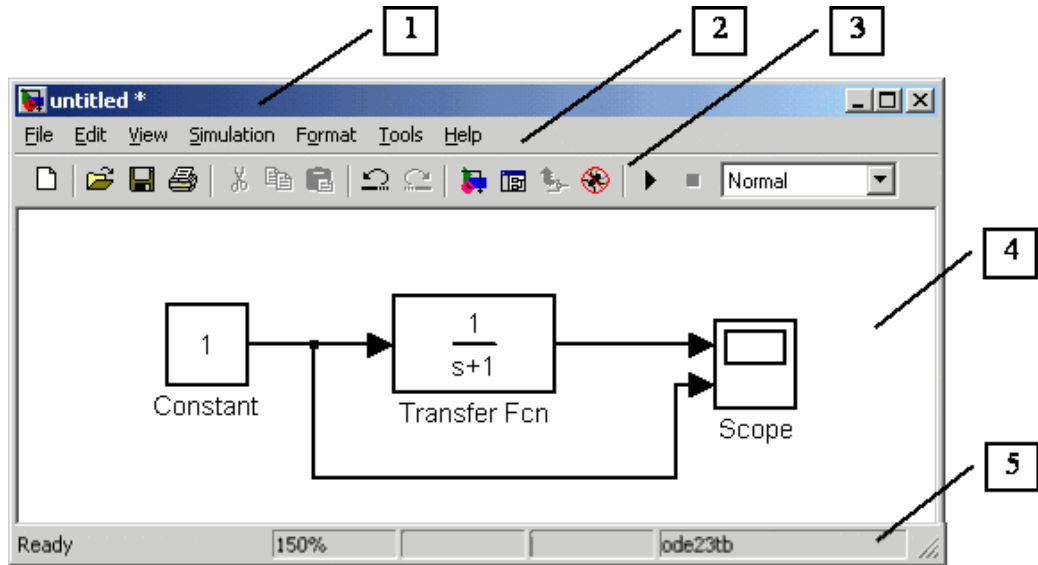


Рисунок 6.15б – Схема моделі із з'єднанням між блоками

5. Після складання розрахункової схеми необхідно зберегти її у вигляді файлу на диску, вибравши пункт меню **File/Save As...** у вікні схеми і вказавши папку та ім'я файлу. Слід мати на увазі, що ім'я файлу не повинно перевищувати 32 символів, повинно починатися з літери і не може містити символи кирилиці і спецсимволи. Ця ж вимога стосується і шляху до файлу(до тих папок, у яких зберігається файл) при подальшому редагуванні.

Для з'єднання блоків необхідно спочатку встановити курсор миші на вихідний порт одного з блоків. Курсор при цьому перетвориться на великий хРЕЗт з тонких ліній (Рис. 6.16). Тримавши натиснутою ліву кнопку миші, потрібно перемістити курсор до вхідного порту потрібного блоку. Курсор миші прийме вид хРЕЗта з тонких здвоєних ліній (Рис. 6.17). Після створення лінії необхідно відпустити ліву клавішу миші. Свідченням того, що з'єднання створено, буде жирна стрілка біля вхідного порту блоку. Виділення лінії здійснюється таким же чином, як і виділення блоку – одинарним клацанням лівої клавіші миші. Чорні маркери, розташовані у вузлах з'єднувальної лінії будуть свідчити про те, що лінія виділена.

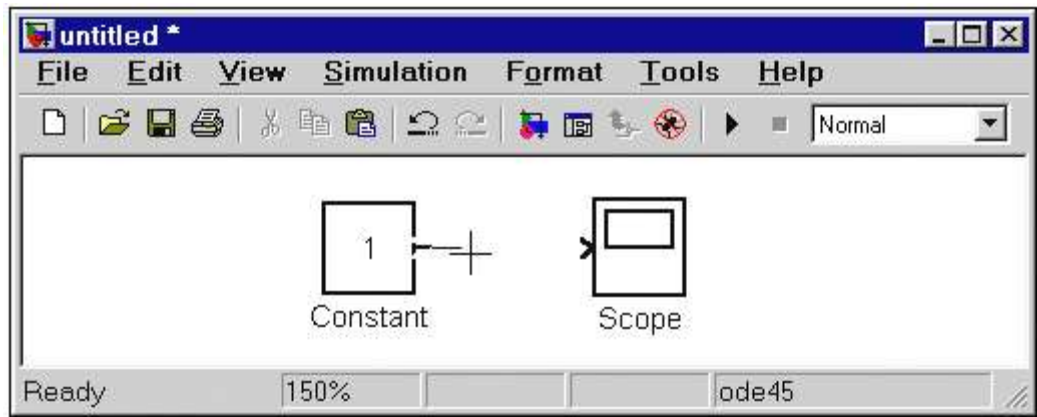


Рисунок 6.16 – Початок створення з'єднання

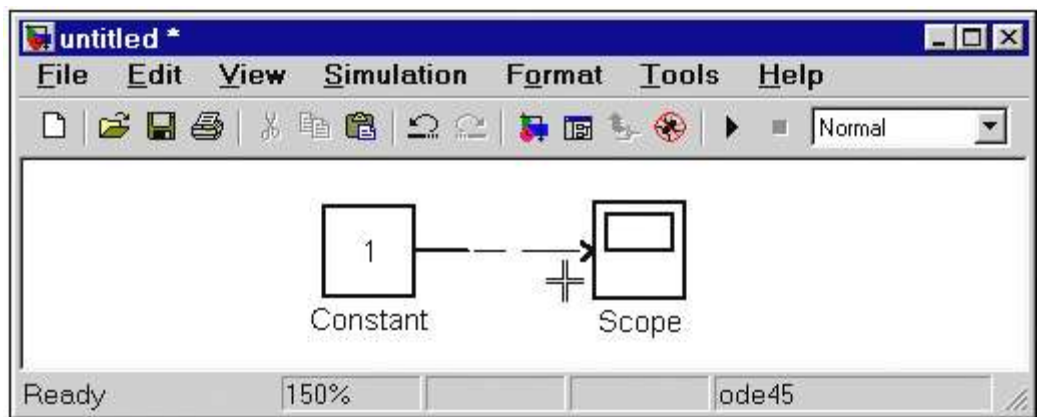


Рисунок 6.17 – Завершення створення з'єднання

Створення петлі лінії з'єднання виконується також як переміщення блоку. Лінія з'єднання виділяється, і потім потрібна частина лінії переміщується. Рис. 6.18 пояснює цей процес.

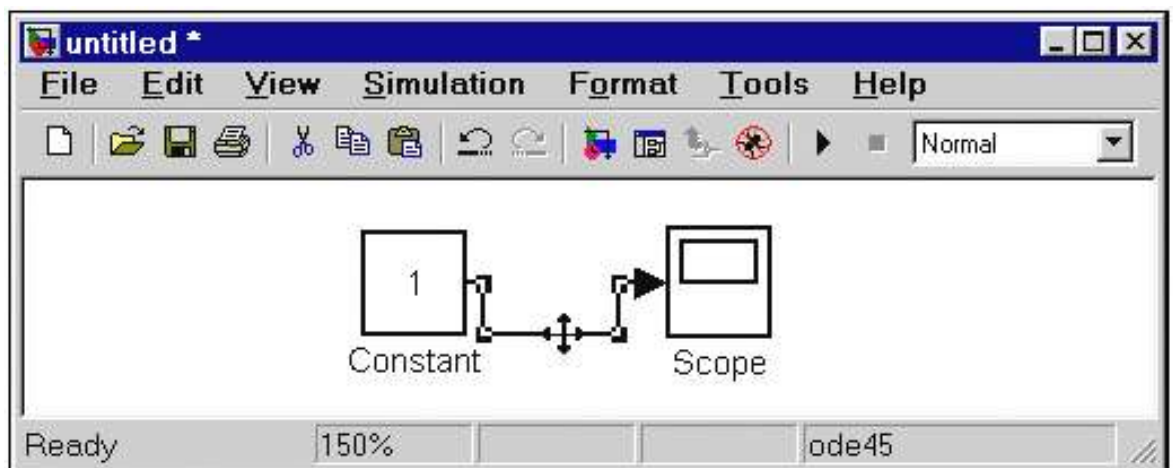


Рисунок 6.18 - Створення петлі в з'єднувальній лінії

Видалення з'єднань виконується таким же чином, як і будь-яких інших об'єктів.

Перед виконанням розрахунків необхідно попередньо задати параметри розрахунку. Задання параметрів розрахунку виконується в панелі управління меню **Simulation / Parameters**. Вид панелі управління наведено на Рис. 6.19.

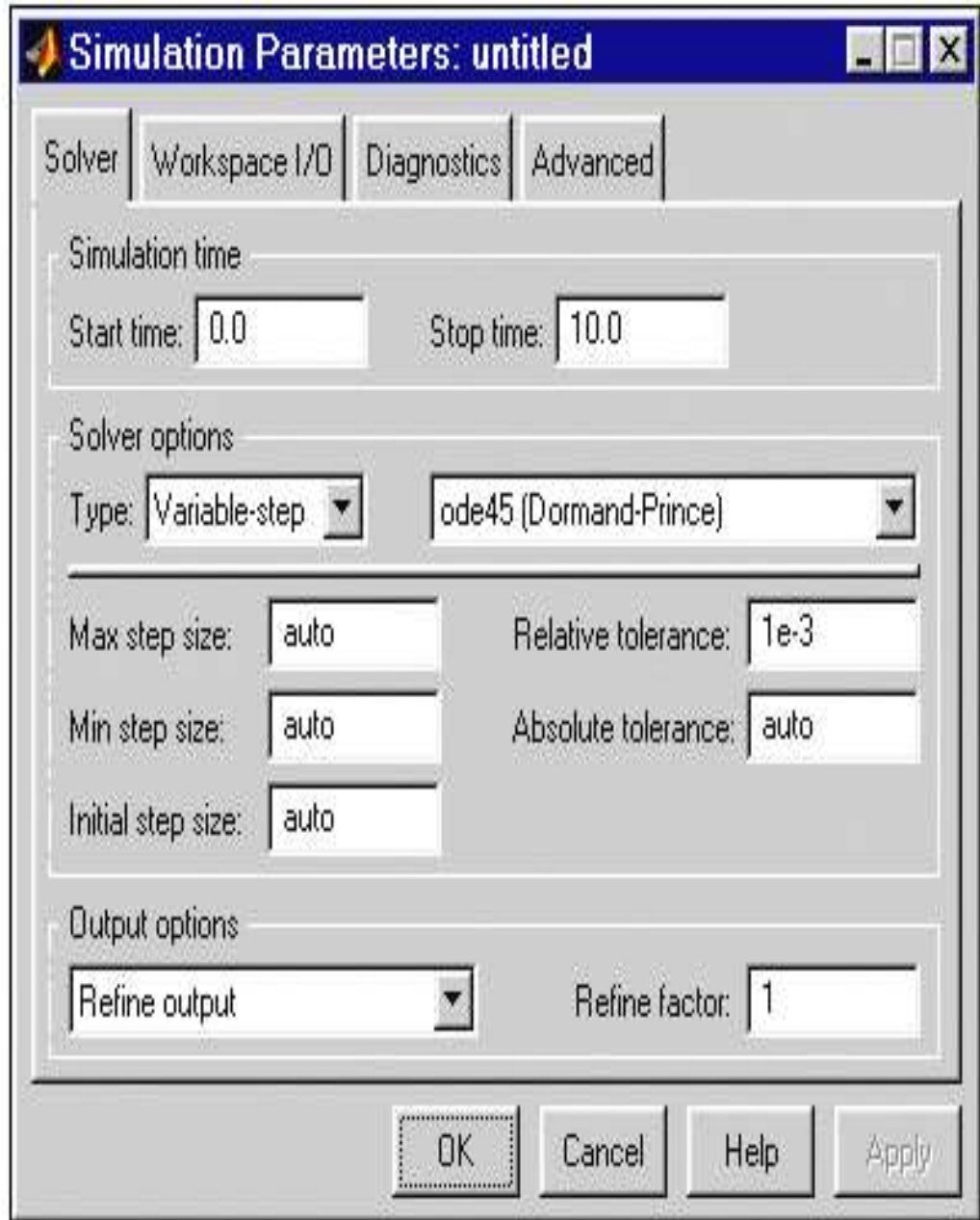


Рисунок 6.19 – Панель управління

Вікно налаштування параметрів розрахунку має 4 вкладки:

- 1) **Solver (Розрахунок)** – установка параметрів розрахунку моделі.
- 2) **Workspace I/O (Введення/виведення даних у робочу область)** – установка параметрів обміну [даними з робочою областю MATLAB](#).
- 3) **Diagnostics (Діагностика)** – вибір параметрів діагностичного режиму.
- 4) **Advanced (Додатково)** – установка додаткових параметрів.

Установка параметрів розрахунку моделі виконується за допомогою елементів управління, розміщених на вкладці **Solver**. Ці елементи розділені на три групи (Рис. 5.18): **Simulation time** (інтервал моделювання або, іншими словами, час розрахунку), **Solver options** (параметри розрахунку), **Output options** (параметри виводу).

У нижній частині вкладки **Solver** задаються налаштування параметрів виводу вихідних сигналів модельованої системи (**Output options**). Для даного параметра можливий вибір одного з трьох варіантів:

Refine output (Скоригований висновок) – дозволяє змінювати дискретність реєстрації модельного часу і тих сигналів, які зберігаються в робочій області **MATLAB** за допомогою блоку **Te Workspace**.

Установка величини дискретності виконується в рядку редагування **Refine factor**, розташованому праворуч. За замовчуванням значення **Refine factor** – одиниця, це означає, що реєстрація проводиться з кроком $\Delta t = 1$ (тобто для кожного значення модельного часу :). Якщо задати **Refine factor** дорівнює 2, це означає, що буде реєструватися кожне друге значення сигналів, 3 – кожне третє і т. д. Параметр **Refine factor** може приймати тільки цілі позитивні значення.

Запуск розрахунку виконується за допомогою вибору пункту меню **Simulation/Start**, або інструмента на панелі інструментів. Процес розрахунку можна завершити достроково, вибравши пункт меню **Simulation/Stop** або інструмент. Розрахунок також можна зупинити (**Simulation/Pause**) і потім продовжити (**Simulation/Continue**).

6.3 Моделювання процесів адаптивної фільтрації сигналів із застосуванням алгоритмів RLS і nLMS у середовищі Matlab.

Розглянемо моделювання процесів адаптивної обробки сигналів у MatLab. У пакеті розширення *Signal Processing Blockset* у *Simulink* є блоки і функції, що реалізують найбільш поширені алгоритми адаптивної фільтрації.

Складемо модель з нормованими LMS і RLS алгоритмами адаптивної фільтрації (*Signal Processing Blockset* → *Filtering* → *Adaptive Filters*), як показано на Рис. 6.21.

Корисний сигнал *signal* у моделі являє собою суму трьох синусоїдальних сигналів з частотами 40, 60 та 80 Гц (Рис. 6.21) і піддається впливу білого шуму. Частоту дискретизації сигналу задаємо рівною 1кГц.

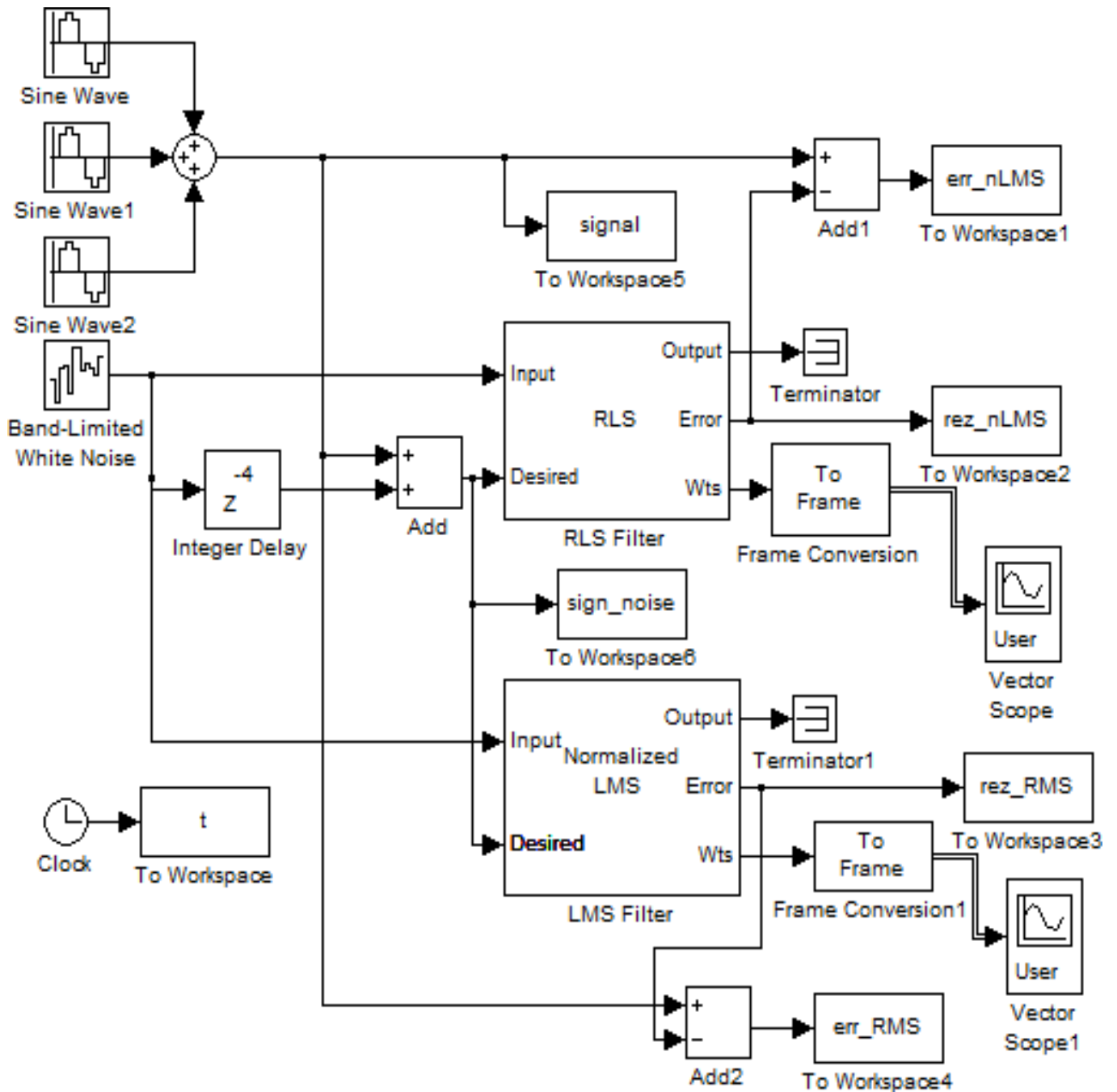


Рисунок 6.21 – Simulink модель системи фільтрації з nLMS і RLS адаптивними фільтрами

Для перегляду графіку *a* командному рядку MatLab задаємо команду:
`plot(t,signal)`

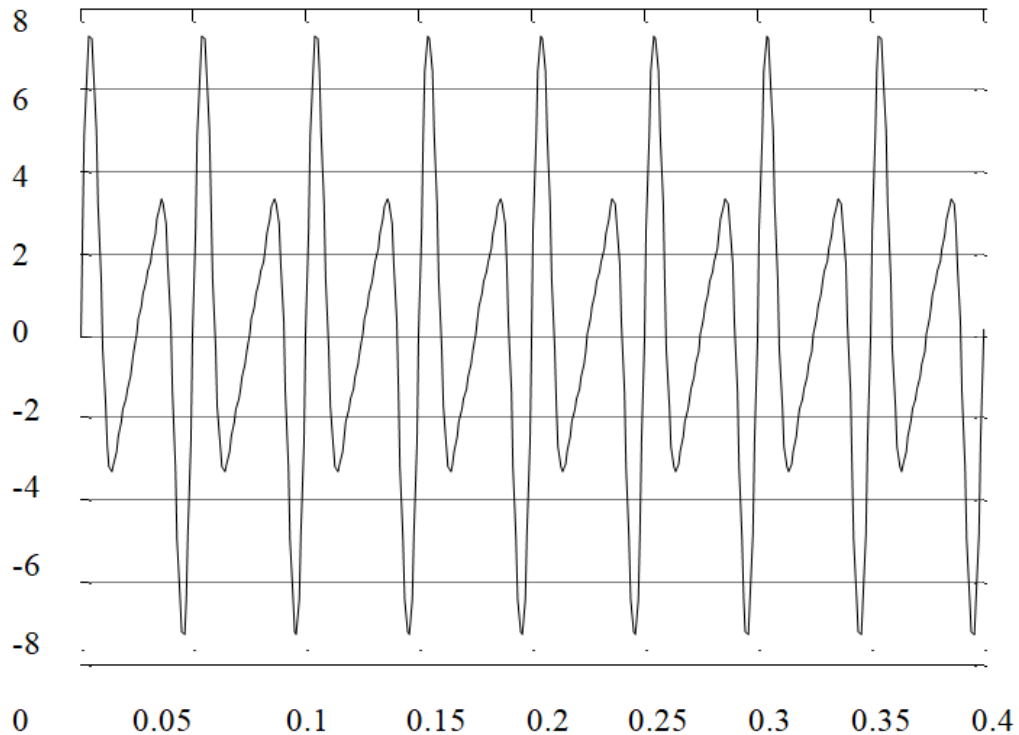


Рисунок 6.22 – Графік корисного сигналу

Математична модель білого шуму відома та подається на вхід *Input* адаптивного фільтра. Блок цифрової затримки *Integer Delay* змінює вхідний сигнал, щоб шумова складова фільтрованого сигналу мала певний коефіцієнт кореляції з вхідним сигналом фільтра. Для цієї ж мети може використовуватись і дискретний фільтр. Сигнал у сумі з оцінкою шуму *sign_noise* (Рис. 6.23) надходить на вхід *Desired* як зразковий сигнал.

Для перегляду графіку у командному рядку MatLab задаємо команду:
`plot(t,sign_noise)`

У процесі моделювання адаптивний алгоритм підбиратиме коефіцієнти фільтра, щоб мінімізувати похибку між двома вхідними сигналами, а отже вихідним сигналом фільтра *out* буде оцінка присутнього в сигналі шуму. На виході фільтра *Error* буде формуватися різниця між зразковим сигналом і виходом фільтра – очищений від шуму сигнал.

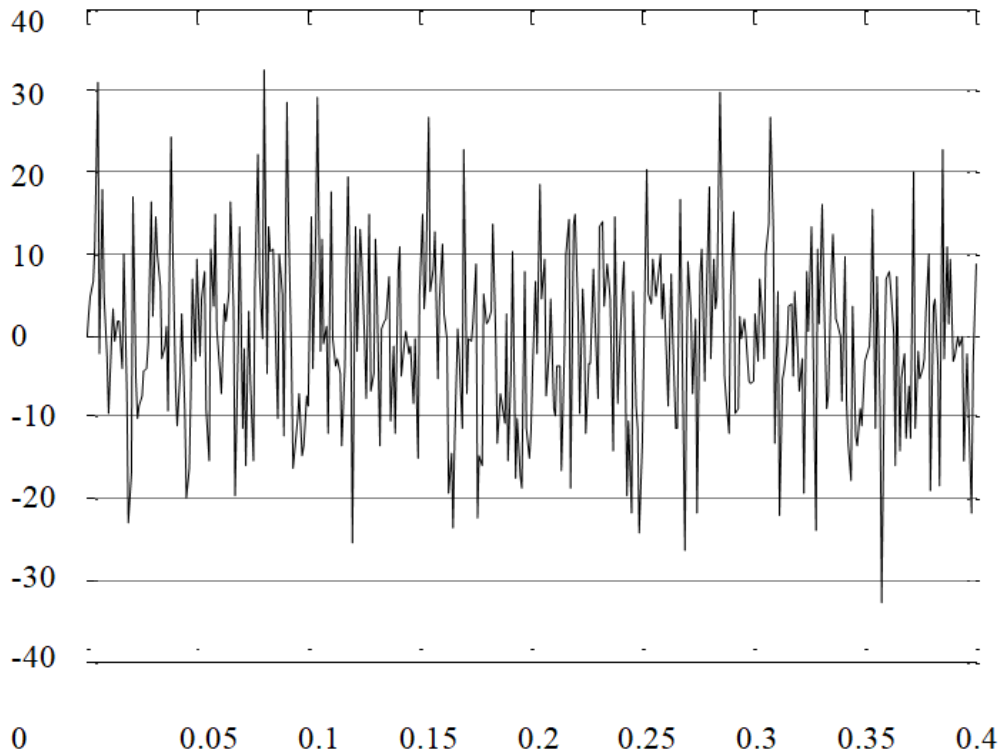


Рисунок 6.23 – Корисний сигнал у сумі з білим шумом

За замовчанням блоки фільтрів RLS і nLMS мають 32-й порядок, але для цієї задачі кращий результат забезпечується пониженням порядку обох адаптивних фільтрів до восьми.

На Рис. 6.24-6.25 показано результати поглинання шуму адаптивними фільтрами RLS і nLMS відповідно. Для перегляду графіків у командному рядку MatLab задаємо команди:

`plot(t,signal,t,rez_RLS), plot(t,signal,t,rez_nLMS).`

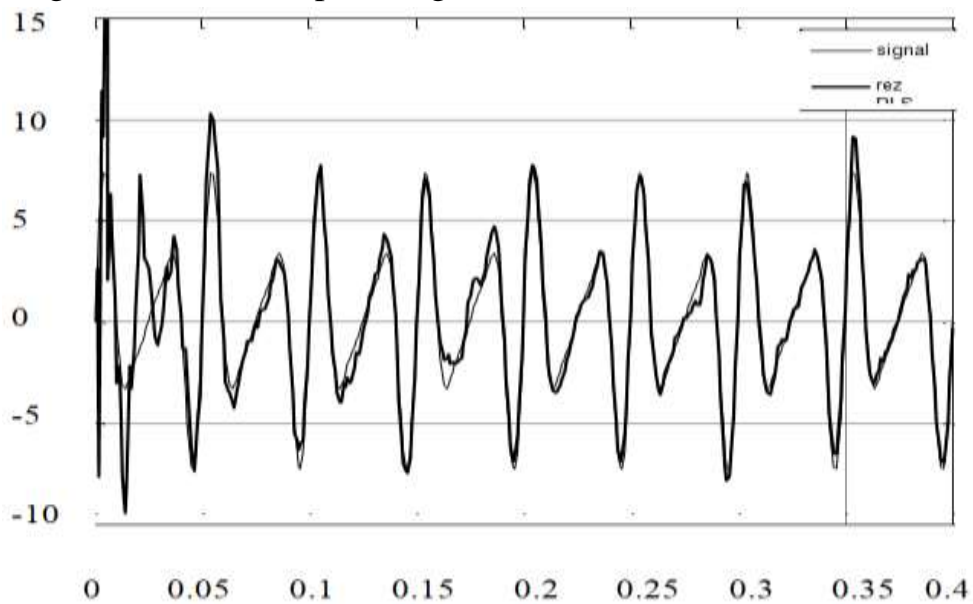


Рисунок 6.24 – Результат RLS-фільтрації

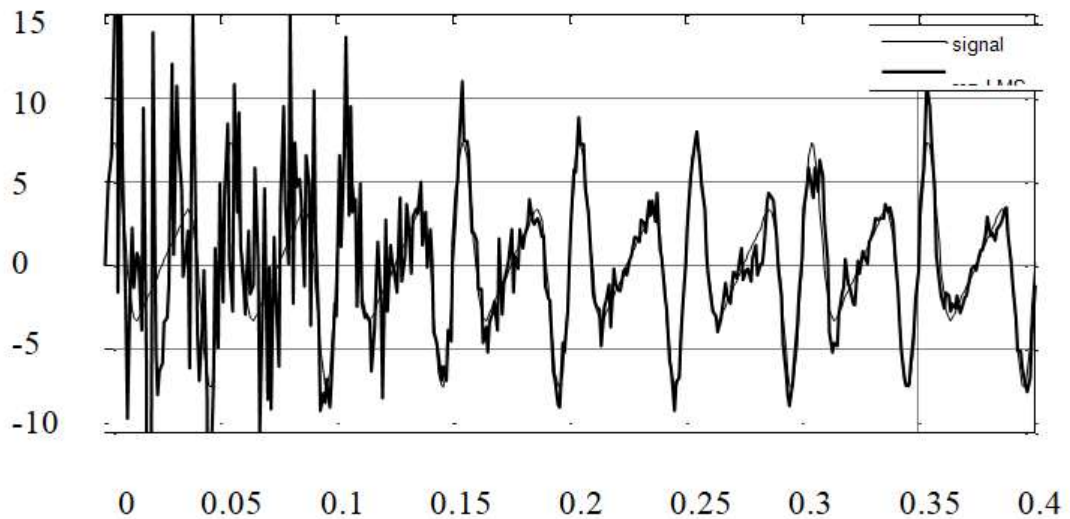


Рисунок 6.25 – Результат nLMS-фільтрації

Різниця між корисним і відфільтрованими сигналами є похибкою алгоритмів фільтрації (Рис. 6.26-6.27). Для перегляду графіків у командному рядку MatLab задаємо команди:

```
plot(t,errMS)
plot(t,err_nLMS)
```

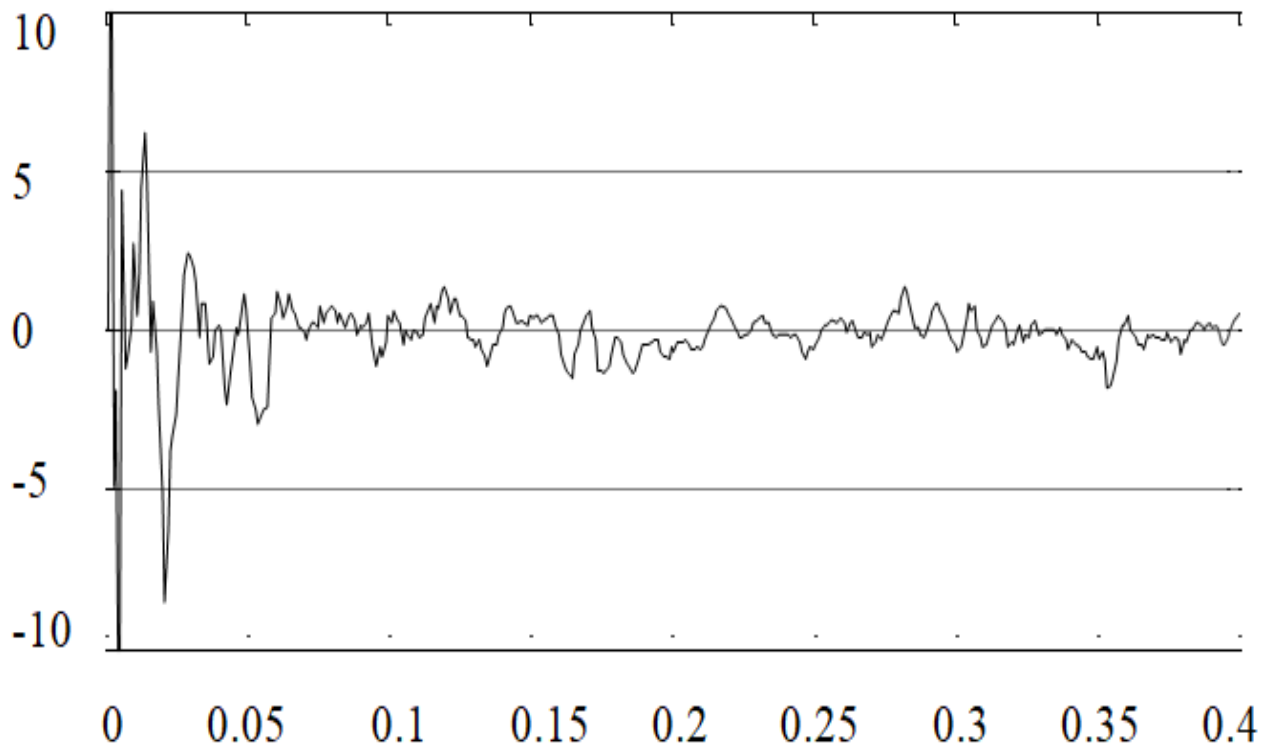


Рисунок 6.26 – Похибка RLS-фільтрації

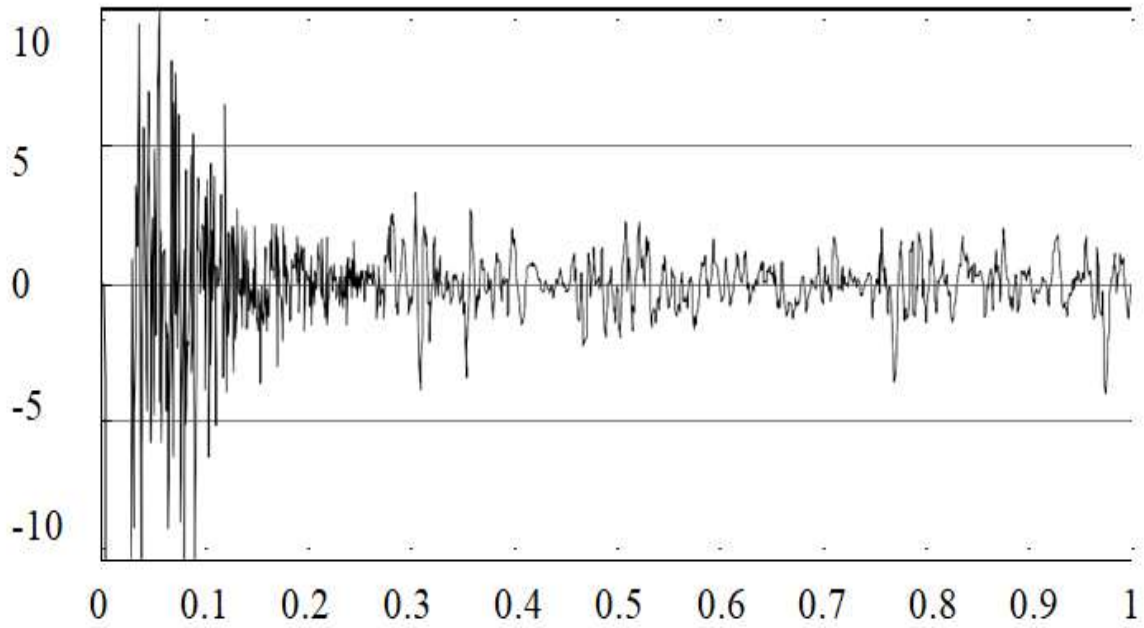
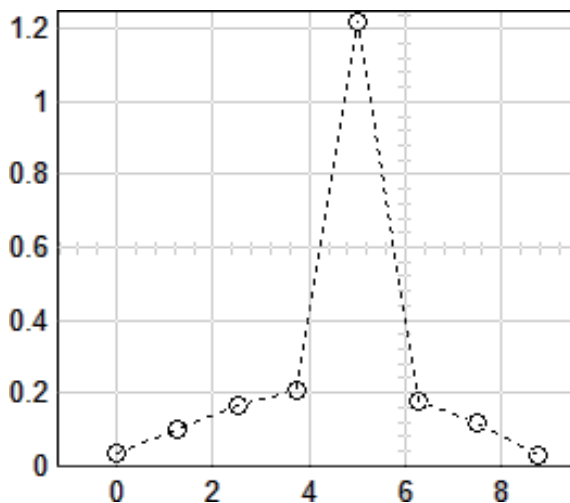
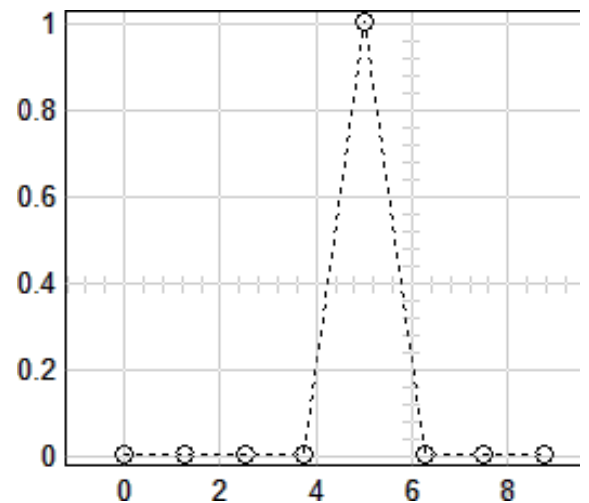


Рисунок 6.27 – Похибка nLMS-фільтрації

Для перегляду вагових коефіцієнтів фільтрів у процесі адаптації (Рис. 6.28 а, б) під'єднаємо блок *Vector Scope* (*Signal Processing Blockset* → *Signal Processing Sinks*) до виходу *Wts* фільтра. Для перетворення вектора на матрицю використовується блок *Frame Conversion* (*Signal Processing Blockset* → *Signal Management* → *Signal Attributes*).



а)



б)

Рисунок 6.28 – Вагові коефіцієнти фільтра RMS:
а) час моделювання 0,05 с; б) час моделювання 1 с.

Контрольні питання та завдання:

1. Дайте визначення адаптивного цифрового фільтра.
2. Концепція моделювання адаптивних цифрових фільтрів.
3. Зобразить та пояснить принцип роботи загальної структурної моделі цифрового адаптивного фільтра.
4. Запишіть та пояснить рівняння Вінера-Хопфа.
5. Пояснить сутність алгоритма Вінера-Хопфа.
6. Пояснить сутність алгоритму найменших квадратів у цифровій адаптивній фільтрації.
7. Запишіть алгоритм обчислення вагових коефіцієнтів цифрового адаптивного фільтра за методом найменших квадратів.
8. Проведіть розрахунок коефіцієнтів адаптивного фільтра методом найменших квадратів для КІХ-фільтра з N коефіцієнтами.
9. Пояснить сутність роботи рекурсивного алгоритма найменших квадратів.
10. Алгоритми адаптивної компенсації завад із застосуванням методів прогнозування. Сутність та порядок апаратурної реалізації.
11. Структурна схема адаптивного компенсатора завад Уїдроу.
12. Структурна схема багатоканального приймача з автокомпенсатором завад. Який принцип роботи та порядок застосування?
13. Пояснить порядок прогнозування завадового сигналу при формуванні опорного каналу адаптивного компенсатора завад.
14. Призначення середовища візуального моделювання Simulink.
15. Порядок запуску моделювання у середовищі візуального моделювання Simulink.
16. Які елементи містить вікно оглядача бібліотеки блоків середовища візуального моделювання Simulink?
17. Які розділи включає бібліотека Simulink?
18. Який Порядок створення моделі в середовищі SIMULINK?
19. Пояснить порядок роботи з вікном налаштування параметрів розрахунку.
20. Пояснить сутність алгоритма адаптивної фільтрації LMS.
21. Пояснить сутність алгоритма адаптивної фільтрації RLS.
22. Як функціонує Simulink модель системи фільтрації з nLMS і RLS адаптивними фільтрами?

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Про електронні комунікації : Закон України від 30 червня 2021 року № 1591-ІХ. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/1089-20#Text> (дата звернення: 21.12.2025).
2. План розподілу і користування радіочастотним спектром в Україні : Постанова Кабінету Міністрів України від 19 грудня 2023 р. № 1340. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/13402023-п#Text> (дата звернення: 21.12.2025).
3. Брагін А.С., Нестеренко І.К. Основи управління використанням радіочастотного ресурсу : навч. посіб. Київ : Інститут телекомунікаційних систем НТУУ Київський політехнічний інститут, 2003. 374 с.
4. В.С. Ступак, С.О. Долматов. Основи радіочастотного контролю. К. : Фенікс, 2021. 231 с.
5. Системи мобільного зв'язку. Застосування засобів мобільного зв'язку [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освіт. програмою Спеціальні системи електронних комунікацій спец. 172 Електронні комунікації та радіотехніка/ Головін Ю.О. та ін. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 187 с. URL: <https://ela.kpi.ua/items/3011be25-fd4f-435c-83f3-a65e2ace4b55> (дата звернення: 21.12.2025).
6. Планування та електромагнітна сумісність в безпроводових інфокомунікаціях [Електронний ресурс] : навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка / М. Ю. Ільченко та ін. КПІ ім. Ігоря Сікорського. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 275 с. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/54667> (дата звернення: 21.12.2025).
7. Головін Ю. О., Могилевич Д.І. Основи теорії радіозв'язку: теоретичні основи та практичні аспекти [Електронний ресурс] : навч. посіб. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 248 с. URL: <https://ela.kpi.ua/items/3011be25-fd4f-435c-83f3-a65e2ace4b55> (дата звернення: 21.12.2025).
8. Головін Ю.О., Шолохов С.М., Самборський І.І. Електромагнітна сумісність спеціальних радіозасобів електронних комунікацій. Частина I [Електронний ресурс] : навч.посіб. Київ : КПІ ім. І. Сікорського, 2024. 324 с. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/67847> (дата звернення: 21.12.2025).
9. Recommendation P.310-11 (09/25). Definitions of terms relating to propagation in non-ionized media. URL: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.310/en> (дата звернення: 21.12.2025).
10. M. Hata. Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT- 29, No. 3, August 1980.
11. Hata/Davidson. A Report on Technology Independent Methodology for the Modeling, Simulation and Empirical Verification of Wireless Communications System Performance in Noise and Interference Limited Systems Operating on Frequencies between 30 and 1500MHz, TIA TR8 Working Group, IEEE Vehicular Technology Society Propagation Committee, May 1997.
12. P.L. Rice, A.G. Longley, K.A. Norton, and A.P. Barsis. Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits, Technical Note 101, revised 1/1/1967, U.S. Dept. of Commerce NTIA ITS.
13. LONGLEY, A. G. and RICE, P. L. [1968] Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain – A computer method. ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67.
14. Головін Ю., Нестеренко І., Василенко С. Методика розрахунку зон покриття цифрового телевізійного мовлення. Інформаційно-комунікаційні системи та технології (ICTEE). 2024. Вип. 3, Номер 2. С. 1-11.

15. Наказ Міністерства цифрової трансформації України від 17 березня 2025 року № 54 “Про затвердження Методики здійснення розрахунків електромагнітної сумісності”, зареєстрованим Міністерством юстиції 2 травня 2025 року за № 511/43917. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0511-25#Text>. (дата звернення: 21.12.2025).
16. Сайт для завантаження програмного забезпечення Radio Mobile. URL: http://radiomobile.pe1mew.nl/?Installation_Download (дата звернення: 21.12.2025).
17. Сергей Фетисов. Radio Mobile, Ілюстрований посібник користувача, URL: <https://qrz.od.ua/files/file/80-radio-mobile> (дата звернення: 21.12.2025).
18. Рекомендація МСЕ-Р Р.1812-6. Специфічний метод прогнозування поширення радіохвиль для наземних служб типу “точка-зона” в діапазоні частот від 30 МГц до 6000 МГц.
19. Нестеренко І.К. Спрощений метод розрахунку коефіцієнта частотної вибіркості приймача / Системи і технології зв’язку, інформатизації та кібербезпеки. Збірник наукових праць ВІТІ. 2025, № 7, С. 100-109.
20. Нестеренко І. К. Методичні рекомендації для виконання курсової роботи “Розрахунок електромагнітної сумісності локального угруповання радіоелектронних засобів”, К.:ВІТІ, 2025, 72 с.
21. NASA. Shuttle Radar Topography Mission data. URL: <https://data.nasa.gov/dataset/shuttle/radar-topography-mission-1-arc-second/global> (дата звернення: 21.12.2025).
22. Stylianos Kasampalis, Pavlos I. Lazaridis, Zaharias D. Zaharis, Aristotelis Bizopoulos, Spyridon Zettas, and John Cosmas, Senior Member IEEE /Comparison of Longley-Rice, ITU-R P.1546 and Hata-Davidson propagation models for DVB-T coverage prediction. IEEE BMSB 2014 , pp. 1- 4.
23. EMC ElectroMagnetic Compatibility, NATO Communication and Information (NCI) Agency. Матеріали навчального курсу “Spectrum management – PE 2013”.
24. Довідник з контролю за використанням спектру. МСЕ, Бюро радіозв’язку, Женева. 2011.
25. ITU-R. HANDBOOK. TERRESTRIAL LAND MOBILE RADIO WAVE PROPAGATION IN THE VHF/UHF BANDS, 2009.
26. ДСТУ 3265-95. Зв’язок військовий. Терміни та визначення.
27. Д. В. Зайцев, А. О. Яфонкін, В. В. Ярема. Основи зв’язку та радіоелектронна боротьба як вид бойового забезпечення : навч. посіб. Університет державної фіскальної служби України. Ірпінь, 2021. 280 с.
28. Інформаційно-аналітичні (довідкові) матеріали щодо застосування військових частин (підрозділів) ЗС України, інших військових формувань під час проведення АТО в Україні. К.: ГШ ЗС України, 2020.
29. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://streebogblog.wordpress.com/peб>
30. [Електронний ресурс]. Режим доступу: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Кольчуга_\(станція_радіотехнічної_розвідки\)](https://uk.wikipedia.org/wiki/Кольчуга_(станція_радіотехнічної_розвідки)).
31. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://uos.ua/produksiya/tehnika-pvo/rls>
32. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://gur.mil.gov.ua/content/ukraina-polihon-dliavuprobuvannia.html>
33. [Електронний ресурс]. Режим доступу: http://www.sozvezdie.su/catalog/sistemi_i_sredstva_reb/maloga_baritnie
34. Альбом з силуетами, розпізнавальними знаками і основними тактико-технічними характеристиками літальних апаратів. К.: Міністерство оборони України, 2020.
35. Організація військового зв’язку в підрозділах тактичної ланки управління: навч. посіб. / С.В. Давіденко, О.О. Лаврут, С.О. Івко та інш. Львів: НАСВ, 2020. 289 с.

36. Черниш О.М. Основи формування нової ідеології ведення радіоелектронної боротьби у збройній боротьбі майбутнього / Черниш О.М., Тишук С.О., Шолохов С.М. К.: Наука і оборона. 2006. № 7. С.34-48.
37. Самборський І.І., Шолохов С.М. Цифрове оброблення сигналів. [Електронний ресурс]: навч. посіб. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025. 191 с., <https://ela.kpi.ua/items/c7e57d88-ea66-4a9b-ae9c-bc4513e3edc5>.
38. Вакуленко О.В., Шолохов С.М., Самборський І.І. Завадозахист радіоелектронних засобів. Частина 1. Основи завадозахисту спеціальних радіоелектронних засобів в особливий період. [Електронний ресурс]: навч. посіб. Київ: КПІ ім. І. Сікорського, 2021. 150 с.
39. Методика оцінки енергетичної скритності радіозасобів відомчого зв'язку з програмною перебудовою робочої частоти для визначення показників завадозахищеності. С.М. Шолохов, І.І. Самборський, Є.І., Самборський. Information technology and security, vol. 11, iss. 1 (20), pp. 4-14.
40. Самборський І. І., Сбоев Р. Ю., Шолохов С.М. Основи використання середовища MATLAB для моделювання процесів цифрової обробки сигналів. [Електронний ресурс]: навч. пос. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 223 с.
41. Sholokhov S.M. The method of optimizing the distribution of radio suppression means And destructive software influence on computer networkse /S.M. Sholokhov, P.M. Pavlenko, B.A. Nikolaienko, I.I. Samborsky, E.I. Samborsky Radio Electronics, Computer Science, Control. 2023. № 4. С.16–29. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2023-4-2>.
42. S.Sholokhov Method of assessment of energy intensity of public communication radio equipment with software adjustable working frequency for determination of interruption protection indicators / S. Sholokhov, . I.Samborsky, . B.Nikolaienko, E.Samborsky. Information Technology and Security. 2023. №11(1). С. 4–14. DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-1031.2023.11.1.279857>.
43. Шолохов С.М. Оптимізація розподілу ресурсів засобів радіопридушення та руйнівного програмного впливу на електронні мережі / С.М. Шолохов, І.І. Самборський, Б.А. Ніколаєнко, С.М. Василенко, Ю. Гордієнко. Інформаційні технології та безпека. 2022. №10 (2). С. 230–240. DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-1031.2022.10.2.270464>.

ДЛЯ НОТАТОК