

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний університет «Запорізька політехніка»

**Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій**

(повне найменування інституту, факультету)

**Кафедра радіотехніки та телекомунікацій**

(повне найменування кафедри)

**Пояснювальна записка**

до дипломного проекту (роботи)

магістра

(ступінь вищої освіти)

на тему: **УНІВЕРСАЛЬНА ІНФОРМАЦІЙНА МОДЕЛЬ ПОТЕНЦІАЛУ**  
**СУЧАСНОЇ РЛС**

Виконав: студент 2 курсу, групи РТ-211м

Спеціальності \_\_\_\_\_

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) \_\_\_\_\_

«Радіотехніка»

ДЕНЕКА Михайло Анатолійович

(прізвище та ініціали)

Керівник БУГРОВА Т.І.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Касьян М.М.

(прізвище та ініціали)

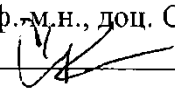
2022 рік

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**Національний університет «Запорізька політехніка»**  
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій  
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій  
 Ступінь вищої освіти магістр  
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
 (код і найменування)  
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка  
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Т.в.о. завідувача кафедри РТТ  
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК

  
 «\_\_\_» грудня 2022 року

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)**

ДЕНЕКИ Михайла Анатолійовича  
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Універсальна інформаційна модель потенціалу сучасної РЛС

керівник проєкту (роботи) БУГРОВА Тетяна Іванівна, к.т.н., доцент,  
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «10» листопада 2022 року №377

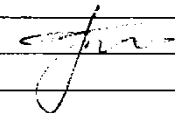
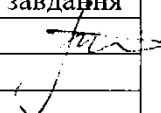
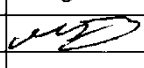
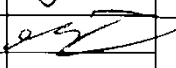
2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 20 листопада 2022 р.

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Дослідження моделювання сучасної інформаційної моделі потенціалу РЛС та обчислення повної зони виявлення.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Огляд літератури, пошук та вивчення наукових джерел, розробка методів обчислення потенціалу РЛС, моделювання коефіцієнта підсилення РЛС, аналіз та моделювання чинників, що впливають на розповсюдження сигналу.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)  
Презентація роботи в PowerPoint

## 6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

| Розділ        | Прізвище, ініціали та посада консультанта | Підпис, дата                                                                        |                                                                                     |
|---------------|-------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
|               |                                           | завдання видав                                                                      | прийняв виконане завдання                                                           |
| 1-4           | БУГРОВА Т. І., доцент каф. РТТ            |  |  |
| Нормоконтроль | МОРОЗ Г.В., ст. викладач каф. РТТ         |  |  |
|               |                                           |                                                                                     |                                                                                     |
|               |                                           |                                                                                     |                                                                                     |

7. Дата видачі завдання «2» вересня 2022 року.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № з/п | Назва етапів дипломного проєкту (роботи)                               | Строк виконання етапів проєкту (роботи) | Примітка |
|-------|------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------|----------|
| 1     | Пошук та вивчення наукових джерел                                      | 2.9-1.10                                |          |
| 2     | Розробка методів обчислення потенціалу РЛС                             | 2.10-14.10                              |          |
| 3     | Моделювання коефіцієнта підсилення РЛС                                 | 14.10-24.10                             |          |
| 4     | Аналіз та моделювання чинників, що впливають на розповсюдження сигналу | 24.10-2.11                              |          |
| 5     | Оформлення пояснювальної записки                                       | 2.11-2.12                               |          |
| 6     | Перевірка ПЗ на доброчесність                                          | 8.12                                    |          |
| 7     | Створення презентації у Power Point                                    | 10.12                                   |          |
| 8     | Захист                                                                 | 16.12                                   |          |
|       |                                                                        |                                         |          |
|       |                                                                        |                                         |          |
|       |                                                                        |                                         |          |
|       |                                                                        |                                         |          |

Студент

Керівник проєкту (роботи)

  
 (підпис)

 Михайло ДЕНЕКА  
 (прізвище та ініціали)

 Тетяна БУГРОВА  
 (прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

ПЗ: 77 сторінок, 53 рисунки, 4 таблиці, 23 джерела

Мета роботи – дослідження проблеми моделювання потенціалу РЛС, обчислення передавальної та приймальної ФАР для застосування у сучасному оглядовому трикоординатному радарі.

Об'єкт дослідження – енергетичний потенціал РЛС з використанням фазованих антенних решіток та фактори, що впливають на синтез ФАР.

Методи дослідження – статистичні методи, методи геометричної та фізичної оптики, методи чисельного аналізу, методи об'єктно-орієнтованого і графічного програмування.

Здійснено огляд сучасної літератури з питань моделювання потенціалу РЛС, синтез приймальної та передавальної ФАР, розрахунок чинників, що відповідають за модель поширення сигналу, розрахунок фактору виявлення, атмосферних втрат поширення сигналу, втрат у трактах передавання та приймання сигналу. Для моделювання повної зони виявлення РЛС розроблено оригінальне програмне забезпечення. Перевагою програми є використання паралельних багатоядерних обчислень (512 ядер та більше), що в десятки разів пришвидшує процес отримання результату у порівнянні з аналогами та дозволяє детально розраховувати явища у зоні інтерференції та дифракції. Проведено моделювання РЛС AN/TPS-70 та AN/TPS-59. Обчислені зони виявлення та відповідні максимальні дальності виявлення цілей співпали з експериментальними характеристиками РЛС з точністю 1,8% для РЛС AN/TPS-59 та 6% для РЛС AN/TPS-70.

РЛС, ЕНЕРГЕТИЧНИЙ ПОТЕНЦІАЛ, ФАР, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTІ, ПОВНА ЗОНА ВИЯВЛЕННЯ, ДИФРАКЦІЯ, ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ, ОСНОВНЕ РІВНЯННЯ РАДІОЛОКАЦІЇ, КОЕФІЦІЄНТ СПРЯМОВАНОЇ ДІЇ, ЗАТІНЕННЯ, ФАКТОР ВИЯВЛЕННЯ

## ЗМІСТ

|                                                                          |    |
|--------------------------------------------------------------------------|----|
| ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....                                                   | 7  |
| ВСТУП .....                                                              | 8  |
| 1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ .....                                                 | 9  |
| 1.1 Методи обчислення потенціалу РЛС .....                               | 9  |
| 1.2 Системи розрахунку параметрів РЛС .....                              | 11 |
| 1.3 Висновки .....                                                       | 13 |
| 2 РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИЧНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РЛС.....                           | 14 |
| 2.1 Розрахунок коефіцієнта підсилення антени .....                       | 16 |
| 2.1.1 Теорія плоскої решітки .....                                       | 16 |
| 2.1.2 КСД плоскої антенної решітки .....                                 | 19 |
| 2.1.3 Фактичний коефіцієнт підсилення антени.....                        | 20 |
| 2.2 Чинники, що відповідають за модель розповсюдження сигналу.....       | 21 |
| 2.2.1 Коефіцієнт віддзеркалення від земної поверхні (інтерференція)..... | 21 |
| 2.2.2 Ефективне віддзеркалення .....                                     | 23 |
| 2.2.3 Затінення .....                                                    | 24 |
| 2.2.4 Дивергенція (відхилення) .....                                     | 25 |
| 2.2.5 Дифракція .....                                                    | 26 |
| 2.3 Розрахунок шумової температури системи .....                         | 28 |
| 2.4 Розрахунок фактору виявлення .....                                   | 30 |
| 2.5 Втрати у тракті передавання сигналу.....                             | 32 |
| 2.6 Втрати у атмосфері при розповсюдженні сигналу .....                  | 33 |
| 3 ПРИКЛАДИ МОДЕЛЮВАННЯ .....                                             | 35 |
| 3.1 Програмна реалізації інформаційної моделі .....                      | 35 |
| 3.2 Приклад 1. РЛС AN/TPS-70 .....                                       | 37 |
| 3.2.1 Створення нового проекту.....                                      | 39 |
| 3.2.2 Проектування передавальної антени.....                             | 42 |
| 3.2.3 Проектування приймальної антени .....                              | 47 |
| 3.2.4 Моделювання зони виявлення .....                                   | 50 |

|                                           |    |
|-------------------------------------------|----|
|                                           | 6  |
| 3.3 Приклад 2. РЛС AN/TPS-59 .....        | 63 |
| 3.3.1 Створення проекту AN/TPS-59 .....   | 65 |
| 3.3.2 Розробка передавальної антени ..... | 65 |
| 3.3.3 Розробка приймальної антени .....   | 66 |
| 3.3.4 Моделювання зони виявлення .....    | 69 |
| ВИСНОВКИ.....                             | 75 |
| ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....                    | 76 |

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

|       |                                               |
|-------|-----------------------------------------------|
| АКФ   | – авто-кореляційна функція                    |
| АР    | – антенна решітка                             |
| АФР   | – амплітудно-фазовий розподіл                 |
| БП    | – бічна пелюстка                              |
| ДС    | – діаграма спрямованості                      |
| ДФТ   | – дискретне перетворення Фур'є                |
| ЕПР   | – ефективна площа розсіювання                 |
| КВП   | – коефіцієнт використання поверхні            |
| ККД   | – коефіцієнт корисної дії                     |
| КНД   | – коефіцієнт направленої дії                  |
| ЛЧМ   | – лінійна частотна модуляція                  |
| НВЧ   | – надвисока частота                           |
| ПЗ    | – програмне забезпечення                      |
| ПЧ    | – проміжна частота                            |
| РЛС   | – радіолокаційна станція                      |
| РЧ    | – радіочастота                                |
| ФАР   | – фазована антенна решітка                    |
| ЧАРП  | – часове автоматичне регулювання підсилення   |
| DBF   | – цифрове формування променів                 |
| Tx/Rx | – приймально-передавальні модулі              |
| MSSL  | – середньоквадратичний рівень бічних пелюсток |

## ВСТУП

Стрімкий розвиток аналогових та обчислювальних мікročіпів, створення гібридних мікросхем з функціями елементів приймально-передавального тракту [1] спрощує розробку, виготовлення та налагодження сучасної РЛС. Водночас здешевлюються компоненти для побудови РЛС з активною фазованою решіткою (АЕСА). Все це спрощує методи проектування до створення цифрової моделі РЛС. В свою чергу, цифрова модель може бути відтворена у мікрокомп'ютері(ах) РЛС, як послідовність цифрових алгоритмів обробки сигналу. Тож, зараз, задача полягає у створенні універсальної інформаційної моделі потенціалу РЛС для конструювання бажаної за характеристиками та типом РЛС з мінімальними затратами. Виробники РЛС використовують як універсальні середовища MathCAD і MatLab, так і створюють власні програми для проведення відповідних розрахунків. Використання таких систем дозволяє реалізовувати багато фізичних моделей окремих явищ, не дозволяючи при цьому отримувати цілісну параметричну модель РЛС, яку можна застосовувати для створення будь-якої РЛС суто програмними методами.

Існує тенденція до розробки багатофункціональних РЛС. Тому метою дослідження є створення універсальної інформаційної моделі потенціалу сучасної РЛС, що має поєднати взаємозв'язок параметрів, які впливають на розрахунок кінцевого потенціалу РЛС: потенціал приймальної та передавальної антен, розташування діаграм спрямованості антен у просторі, потужність передавача, модель простору поширення, спотворення при розповсюдженні радіохвиль, модель цілі, параметри приймальної системи, витрати на поширення сигналу та витрати на обробку сигналу. Результатом є обчислена зона виявлення заданої моделі цілі та можливість керування параметрами огляду.

## 1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

### 1.1 Методи обчислення потенціалу РЛС

Обчислення потенціалу РЛС спирається на вираз, відомий як рівняння радіолокації, яке встановлює зв'язок між основними параметрами РЛС та відстанню виявлення цілі.

Перші спроби отримати рівняння радіолокації, яке б дозволяло отримати задовільне значення відстані виявлення цілі за допомогою РЛС, враховуючи наявні фізичні властивості останньої почалися ще за часів Другої Світової війни. Перша опублікована оцінка була зроблена американськими фахівцями дослідної лабораторії ВМС США Нортонем та Омбергом. Опублікований ними вираз наразі вважається оригінальним рівнянням радіолокації [1]:

$$R_m = \left[ \frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 N_0 V(n) L_1} \right]^{1/4}, \text{ (м)} \quad (1.1)$$

де  $R_m$  – відстань виявлення;

$P_t$  – імпульсна потужність передавача;

$\tau$  – довжина зондуючого імпульсу;

$G_t, G_r$  – коефіцієнт спрямованої дії (КСД) передавальної та приймальної антен відповідно;

$\lambda$  – довжина хвилі;

$\sigma$  – ЕПР цілі;

$N_0$  – спектральна щільність шуму, розрахована як  $N_0 = kTF_n$ ;

$F_n$  – коефіцієнт шуму приймача;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  – стала Больцмана;

$T$  – «кімнатна» температура 300 K;

$V(n)$  – фактор видимості;

$L_1$  – втрати сигналу.

Рівняння Нортон не враховувало вплив факторів розповсюдження сигналу, тому Холлом було запропоновано іншу форму рівняння [2]:

$$R_m = \left[ \frac{P_t \tau G^2 \lambda^2 \sigma F^4}{(4\pi)^3 k T_0 F_n \times 1.2 D_x(n) L_t L_\alpha} \right]^{1/4}, \text{ (м)} \quad (1.2)$$

де  $G$  – підсилення передавально-приймальної антени;

$F$  – двофакторний множник, враховуючий розповсюдження сигналу;

$T_s$  – шумова температура системи (К) ;

$D_x(n)$  – фактор виявлення некогерентної пачки з  $n$  немодульованих імпульсів;

$L_t$  – сумарні втрати передавальної функції РЛС (загальні втрати на розповсюдження енергії за умов передачі, прийому та обробки сигналу в середині РЛС);

$L_\alpha$  – втрати спричинені атмосферним розпорошенням сигналу.

Одночасно з роботою Нортон було опубліковане інше рівняння, запропоноване Блейком з більш чітким формулюванням [3]:

$$R_m = \left[ \frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma F_t^2 F_r^2}{(4\pi)^3 k T_s D(n) C_b L} \right]^{1/4}, \text{ (м)} \quad (1.3)$$

де  $F_t$  – фактор розповсюдження для шляху передачі сигналу;

$F_r$  – фактор розповсюдження для шляху прийому сигналу;

$D(n)$  – фактор виявлення;

$C_b$  – фактор корегування на смугу пропускання.

Обидва рівняння Нортон та Блейка можуть бути застосовані тільки для моноімпульсної некогерентної РЛС. Пізніше Блейком було сформульований новий вигляд рівняння для когерентних радарів:

$$R_m = \left[ \frac{P_{av} t_f \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma F_t^2 F_r^2}{(4\pi)^3 k T_s D(1) C_b L} \right]^{1/4}, \text{ (м)} \quad (1.4)$$

де  $P_{av}$  – середня потужність передавача;

$t_f$  – інтервал когерентної обробки;

$D(1)$  – енергія необхідна для виявлення за одним імпульсом.

Існує декілька причин для подальшої модернізації вигляду рівняння радіолокації, сформульованих Бартоном [4], які пов'язані у першу чергу із застосуванням складних режимів опромінення та накопичення сигналу, що особливо притаманно останнім моделям сучасних багатофункціональних РЛС.

Сучасний вигляд рівняння для розрахунку потенціалу був запропонований Бартоном, який розширив оригінальне рівняння, запропоноване Блейком :

$$R_m^4 = \frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 \sigma F_p^2 F_t^2 F_r^2 F_{rdr}}{(4\pi)^3 k T_s D_x(n') L_t L_\alpha}, \text{ (м)} \quad (1.5)$$

де  $F_p$  – поляризаційний фактор розповсюдження сигналу;

$F_{rdr}$  – часовий фактор чутливості (враховує роботу системи часового автоматичного регулювання підсилення (ЧАРП) та алгоритм обробки сигналу);

$D_x(n')$  – фактор виявлення для пачки з  $n'$  когерентних сигналів.

## 1.2 Системи розрахунку параметрів РЛС

У публічному просторі існує дві системи розрахунку та моделювання параметрів РЛС: пакет програмного забезпечення "MATLAB Radar Toolbox" [5] та система "MRSAS3" [6], у розробці якої приймав участь К. Бартон. Зовнішній вигляд обох програм наведений на рисунках 1.1 та 1.2 відповідно.

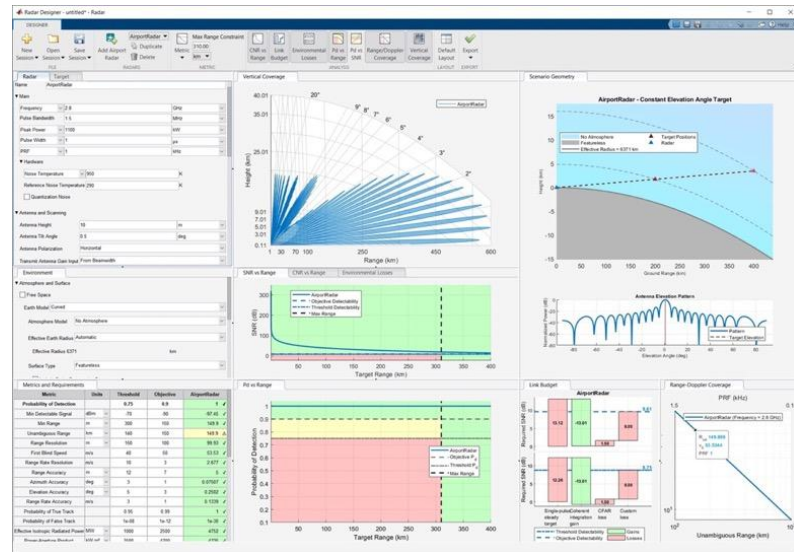


Рисунок 1.1 – Зовнішній вигляд вікна "MATLAB Radar Toolbox"

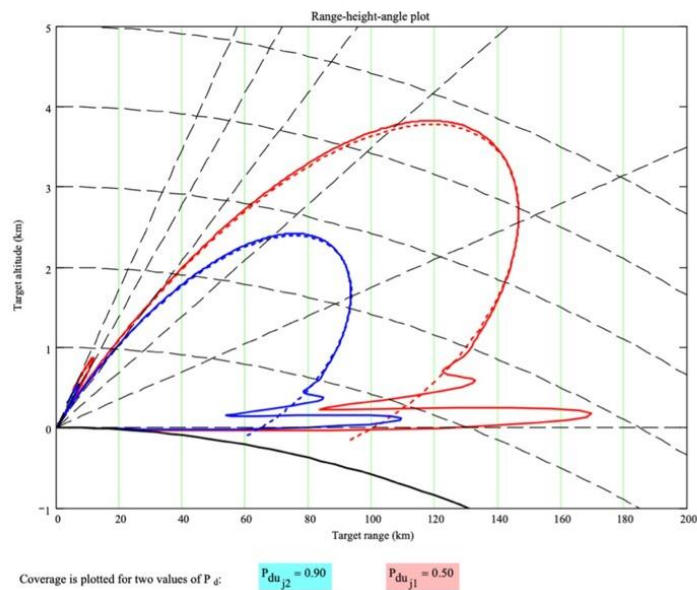


Рисунок 1.2 – Зовнішній вигляд вікна програми "MRSAS3"

Обидві системи дозволяють виконувати моделювання великої кількості окремих параметрів РЛС та базуються на поглибленому розкритті чинників рівняння радіолокації, наближеного до вигляду (1.5). Але ці системи моделювання не дозволяють побудувати зону виявлення багатопроменевої

РЛС з варіативним режимом обробки сигналів, такими як, неоднозначне випромінювання, багаточастотний сигнал, комбіноване випромінювання. При цьому слід зазначити, що "MRSAS3" має часткову можливість моделювання зазначених режимів, але тільки для одного променя і не має модулю розрахунку антени. Програма "MATLAB Radar Toolbox" має можливість розрахунку антен та їх діаграм спрямованості (ДС).

### **1.3 Висновки**

З огляду наявної літератури можна зробити висновок, що найбільш опрацьований спосіб моделювання параметрів сучасної РЛС запропоновано Бартоном у його монографії [4]. Про те, незважаючи на це, запропонований ним метод обчислення (інформаційна модель) та програмне забезпечення не здатне в повній мірі описати сучасну РЛС з усіма режимами.

Складністю побудови такої обчислювальної системи є необхідність модифікації виразу (1.5) у двовимірну функцію, розрахунок якої, вочевидь, потребує на порядок більшого часу.

## 2 РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИЧНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РЛС

Метою даної роботи є створення інформаційної моделі, здатної у повній мірі забезпечити моделювання зони виявлення РЛС за умови використання різних видів ДС, їх комбінацій, багаточастотних сигналів, наявності ЧАПР, різних способів огляду простору з повною моделлю, яка врахує усі чинники спотворення сигналу.

За основу створення інформаційної моделі обирається рівняння радіолокації, запропоноване Бартоном (1.5). Для використання виразу (1.5) у системах моделювання, де обчислюється відстань виявлення для кожної точки простору, це рівняння можна трансформувати у наступний вигляд:

$$R_m(\varepsilon, \beta)^4 = \frac{P_{av} t_f G_t(\varepsilon, \beta) \times G_r(\varepsilon, \beta) \lambda^2 \sigma F_p^2 F_t^2 F_r^2 F_{rdr}(\varepsilon)}{(4\pi)^3 k T_s D_x(n') L_t L_\alpha(\varepsilon)}, \text{ (м)} \quad (2.1)$$

де  $G_t(\varepsilon, \beta)$  – підсилення передавального променю антени, яке змінюється при скануванні;

$G_r(\varepsilon, \beta)$  – підсилення приймального променю антени, яке змінюється при скануванні;

$F_{rdr}(\varepsilon)$  – часовий фактор чутливості, якій залежить від кута місця приймального променю.

Розглянемо чинники впливу, що входять до цього рівняння та потребують окремого розкриття (табл. 2.1):

Таблиця 2.1 – Перелік змінних для розрахунку потенціалу

| Змінна   | Опис                                                   | Порядок обчислення        |
|----------|--------------------------------------------------------|---------------------------|
| $P_{av}$ | Середня потужність передавача у обраному режимі        | Встановлюється для режиму |
| $t_f$    | Час когерентного накопичення сигналу у обраному режимі | Встановлюється для режиму |

## Продовження таблиці 2.1

| Змінна                    | Опис                                                                                                                                                  | Порядок обчислення                                                                      |
|---------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|
| $P_{av}$                  | Середня потужність передавача у обраному режимі                                                                                                       | Встановлюється для режиму                                                               |
| $t_f$                     | Час когерентного накопичення сигналу у обраному режимі                                                                                                | Встановлюється для режиму                                                               |
| $G_t(\varepsilon, \beta)$ | Підсилення передавального променя антени у обраному режимі                                                                                            | Встановлюється для режиму.<br>Розраховується для кожної точки $[\beta, \varepsilon]$    |
| $G_r(\varepsilon, \beta)$ | Підсилення приймального променя антени у обраному режимі                                                                                              | Встановлюється для режиму.<br>Розраховується для кожної точки $[\beta, \varepsilon]$    |
| $\lambda$                 | Довжина хвилі                                                                                                                                         | Не змінюється                                                                           |
| $\sigma$                  | ЕПР цілі                                                                                                                                              | Не змінюється                                                                           |
| $F_p * F_t * F_r$         | Чинники що відповідають за модель розповсюдження сигналу<br>$F_p$ - поляризаційний фактор<br>$F_t$ - передавальний канал<br>$F_r$ - приймальний канал | Розраховується для кожної точки $[\varepsilon]$                                         |
| $k$                       | $k=1,38*10^{-23}$ – стала Больцмана;                                                                                                                  | Константа                                                                               |
| $T_s$                     | Шумова температура системи                                                                                                                            | Розраховується один раз відповідно до схеми                                             |
| $D_x(n')$                 | Фактор виявлення                                                                                                                                      | Розраховується один раз відповідно до моделі цілі, кількості частот та режиму виявлення |
| $L_t$                     | Втрати у тракті передавання сигналу                                                                                                                   | Розраховується один раз відповідно до схеми                                             |
| $L_a$                     | Втрати у атмосфері при розповсюдженні сигналу                                                                                                         | Розраховується для кожної точки $[\varepsilon]$                                         |

Розрахунок середньої потужності передавача ведеться за наступним виразом:

$$P_{av} = P_t * t/T, (Вт) \quad (2.2)$$

де  $P_t$  – пікова потужність передавача;  
 $t$  – тривалість сигналу у режимі;  
 $T$  – період випромінення у режимі.

Час когерентного накопичення розраховується наступним чином:

$$t_f = t \cdot n, (c) \quad (2.3)$$

де  $n$  – кількість імпульсів що припадають на створення накопичення.

## **2.1 Розрахунок коефіцієнта підсилення антени**

Враховуючи, що переважна більшість сучасних РЛС використовують фазовану антенну решітку (ФАР), 1D або 2D, у якості антени для обчислення коефіцієнта підсилення та ДС необхідно виконати розрахунок ФАР.

### **2.1.1 Теорія плоскої решітки**

Більшість плоских антенних решіток використовують або прямокутну, або трикутну сітчасту решітку (рис. 2.1). Масив прямокутної сітки реалізується шляхом розширення лінійного масиву до двох вимірів. Його схему живлення легше спроектувати, ніж схему трикутної антенної решітки. З іншого боку, трикутна решітка дозволяє збільшити відстань між елементами антени, ніж у випадку прямокутної решітки. Трикутна решітка дозволяє зменшити кількість випромінювачів для того самого розміру апертури, що дозволяє зменшити кошовність такої антени. Крім того, взаємний зв'язок між елементними антенами зменшується через широкую відстань між випромінювачами.

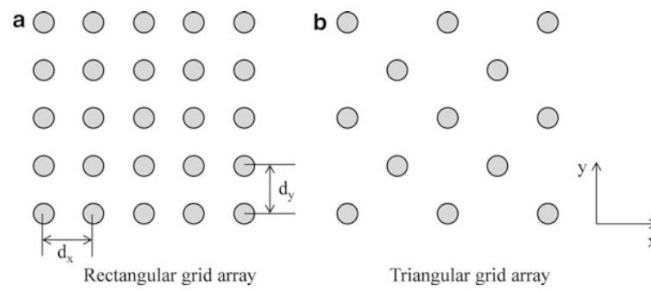


Рисунок 2.1 – Прямокутна та трикутна антенні решітки

(Rectangular grid array – прямокутна решітка,

Triangular grid array – трикутна решітка)

У випадку прямокутної решітки комплексна амплітуда елементної антени в  $n$ -му стовпці (напрямок  $x$ ) і  $m$ -му рядку (напрямок  $y$ ) визначається як:

$$A_{mn} = a_{mn} \exp[j(nu + mv)].$$

Відстань між елементами антени в напрямку  $x$  дорівнює  $dx$ , а відстань між елементами антени в напрямку  $y$  –  $dy$ . Діаграму спрямованості задається за формулою [7]:

$$F(\theta, \phi) = \sum_n \sum_m A_{mn} \exp[j(nu + mv)], \quad (2.4)$$

де:

$$u = kd_x \sin\theta \cos\phi, \quad (2.5)$$

$$v = kd_y \sin\theta \sin\phi. \quad (2.6)$$

Якщо комплексна амплітуда елемента в  $n$ -му стовпці та  $m$ -му рядку,  $A_{mn}$  виражається як добуток члена  $A_n$  у напрямку  $x$  та члена  $A_m$  у напрямку  $y$ , тобто:

$$A_{mn} = A_n A_m, \quad (2.7)$$

Тоді вираз (2.4) можна переписати як:

$$F(\theta, \phi) = \sum_n A_n \cdot \exp[jnu] \sum_m A_m \cdot \exp[jmv], \quad (2.8)$$

Це означає, що діаграма спрямованості прямокутної антенної решітки є добутком діаграми спрямованості лінійної решітки, спрямованої по осі  $x$ , і діаграми спрямованості лінійної решітки, спрямованої по осі  $y$ . В основному, прямокутна антенна решітка збуджується відповідно до рівняння (2.7).

Прямокутна та трикутна решітки мають різні характеристики дифракційних пелюсток решітки. Приклад пелюсткової діаграми решітки показано на рисунку 2.2, як для прямокутної сітки, так і для трикутної сітки; дальній промінь спрямований на осі (вісь  $z$ ).

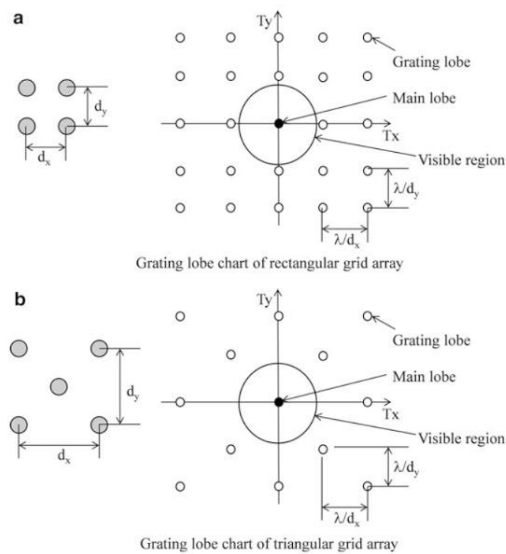


Рисунок 2.2 – Діаграма дифракційної пелюстки при куті головного променя  $\theta = 0^\circ$

Діаграма пелюсток решітки має дві осі: вісь  $T_x$  визначає  $\sin(\theta)\cos(\varphi)$ , тоді як вісь  $T_y$  визначає  $\sin(\theta)\sin(\varphi)$ ; довжина від початку дорівнює  $\sin(\theta)$ , а окружний кут дорівнює  $\varphi$ . Видима область лежить всередині кола  $\sin(\pi/2) = 1$ . Пелюстки ґратки прямокутної сітки лежать на сітчастій ДС  $\lambda/dx$  і  $\lambda/dy$  на діаграмі пелюстки ґратки. Якщо відстань між елементами антени постійна, дифракційні пелюстки трикутної решітки рознесені ширше, ніж пелюстки прямокутної решітки.

### 2.1.2 КСД плоскої антенної решітки

Коли розмір апертури значно перевищує довжину хвилі, а число елементів  $N$  є великим, спрямованість плоскої решітки  $D_p$  визначається як:

$$D_p \approx D_e N \cos \theta_0, \quad (2.9)$$

$$D_e = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2}, \quad (2.10)$$

де  $\theta_0$  – кут головного променя,

$D_e$  – спрямованість елементної антени;

$A_e$  – ефективний розмір апертури елементної антени.

Якщо спрямованість автономної елементної антени  $D_0$  вища за  $D_e$ ,  $D_0 \geq D_e$  і  $A_0 \geq A_e$  ( $A_0$  ефективний розмір апертури окремої елементної антени),  $A_e$  обмежена площею, яку займає одна елементна антена. Таким чином,  $A_e \times N$  майже дорівнює розміру апертури загального розміру антени  $A$ . Ця умова в основному виконується у випадку антенної решітки зі стандартними відстанями між елементами антени. Використовуючи це наближення,  $D_p$  дорівнює:

$$D_p \approx \frac{4\pi A}{\lambda^2} \cos \theta_0. \quad (2.11)$$

Це дорівнює спрямованості плоского джерела хвилі з розміром апертури  $A$  та розподілом фази таким чином, щоб направити головний промінь на  $\theta_0$ . Якщо розподіл амплітуди елементних антен є неоднаковим, для отримання діаграми спрямованості з низькими рівнями бічних пелюсток, спрямованість буде зменшена, оскільки ефективність апертури визначається розподілом амплітуди.

### 2.1.3 Фактичний коефіцієнт підсилення антени

Фактичний коефіцієнт посилення ФАР не дорівнює КСД, визначеній за діаграмою спрямованості. Одним із факторів є невідповідність імпедансу елементних антен і взаємний зв'язок між елементами антенами. Коли кількість елементів дорівнює  $N$ , а апертурна ефективність, визначена за розподілом амплітуди, дорівнює  $\eta$ , фактичне посилення визначається як:

$$G(\theta_0) = g(\theta_0)N_\eta, \quad (2.12)$$

де  $g$  – функція підсилення елемента, задана як:

$$g(\theta_0) = D_e \cos \theta_0 (1 - |\Gamma(\theta_0)|^2), \quad (2.13)$$

де  $\Gamma$  – коефіцієнт відбиття, де збуджені всі елементи. Тобто, активний коефіцієнт відбиття визначається як:

$$D_e(\theta_0) = \frac{1}{a_n} \sum_{i=1}^N S_i a_i \exp[j(\psi_i(\theta_0) - \psi_n(\theta_0))], \quad (2.14)$$

де  $n$  – номер елемента;

$S_{n,n}$  – коефіцієнт внутрішнього відбиття елемента  $n$ ;

$S_{i,n}$  – взаємний зв'язок елемента  $i$  та елемента  $n$ ;

$a_i$  – амплітуда збудження  $i$ -го елемента;

$\psi_i(\theta_0)$  – фаза збудження  $i$ -го елемента.

Оскільки  $\psi_i(\theta_0)$  змінюється відповідно до кута  $\theta_0$  головного променя, коефіцієнт активного відбиття  $\Gamma$  також є функцією  $\theta_0$ .

## 2.2 Чинники, що відповідають за модель розповсюдження сигналу

Коли радіохвилі розповсюджуються вздовж земної поверхні в обох напрямках, як від РЛС до цілі, так і в зворотному напрямку, виникає спотворення за амплітудою та фазою ( $F_r * F_t * F_g$  у рівнянні (2.1)). Існує чотири добре відомих чинника впливу [8]: інтерференція, дивергенція, дифракція та явища спричинені нерівностями земної поверхні.

### 2.2.1 Коефіцієнт віддзеркалення від земної поверхні (інтерференція)

Якщо скористатися найбільш повною моделлю розповсюдження радіохвиль у напрямку цілі, запропоновану Блейком [3], то можна визначити інтерференційний коефіцієнт підсилення  $\rho$ , як результат взаємодії трьох чинників:

$$\rho = \rho_0 \rho_s \rho_v, \quad (2.15)$$

де  $\rho_0 = |\Gamma|$  – насичення коефіцієнта віддзеркалення у зоні Френеля;

$\rho_s$  – коефіцієнт розпорошення;

$\rho_v$  – фактор впливу рослинності.

Коефіцієнт відбиття  $\Gamma$  визначає кількість відбитої від гладкої поверхні напруженості електричного поля. Існує три визначення коефіцієнту  $\Gamma$  для різних видів поляризації:

$$\Gamma_h = \frac{\varepsilon \sin \psi - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \psi}}{\varepsilon \sin \psi + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \psi}}, \quad (2.16)$$

$$\Gamma_v = \frac{\varepsilon \sin \psi - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \psi}}{\varepsilon \sin \psi + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \psi}}, \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{cs} = \frac{1}{2} (\Gamma_h + \Gamma_v), \quad (2.18)$$

де  $\Gamma_h$ – коефіцієнт відбиття для горизонтальної поляризації,  
 $\Gamma_v$ – вертикальної,  $\Gamma_{cs}$ – кругової,  $\psi$ – кут відбиття,  
 $\varepsilon = \varepsilon_r + j\varepsilon_i$ – комплексна діелектрична проникливість матеріалу,  
 $\varepsilon_r$ – відносна діелектрична проникливість,  
 $\varepsilon_i = -60\lambda\sigma_e$  – уявна компонента діелектричної проникливості,  $\sigma_e$ –  
 провідність матеріалу.

Оригінальний вираз (2.15), запропонований Блейком, не враховує вплив дивергенції та дифракції. Натомість ці фактори добре розглянуті групою норвезьких вчених [9]. Тож для отримання повного виразу комплексний множник послаблення можна записати у наступному вигляді:

$$F = f(\theta_t - \theta_b) \left| 1 + \rho_0 P_{loss} \frac{f(\theta_r - \theta_b)}{f(\theta_t - \theta_b)} \exp(-j\alpha) \right|, \quad (2.19)$$

де,  $\rho_0 = |\Gamma|$ ,  
 $\theta_t$  – кут напрямку на ціль,  
 $\theta_b$  – кут нахилу променя,  
 $\theta_r$ –кут нахилу антени до нормалі  $\alpha$ – різниця ходу промінів (рад),  
 $P_{loss}$  – коефіцієнт втрат, який враховує вплив нерівності земної поверхні та дифракційні явища.

### 2.2.2 Ефективне віддзеркалення

Віддзеркалення від Земної поверхні, з урахуванням нерівностей, корегує рівень віддзеркалення у попередньо-розглянутої моделі розповсюдження радіохвиль за рахунок інтерференції. Якщо поверхня має нерівності, то і рівень віддзеркалення залежить від кількості розпорошеної енергії падаючої хвилі, як зображено на рисунку 2.3.



Рисунок 2.3 – Розпорошення енергії на нерівностях

Для врахування кількості втраченої енергії потрібно визначити модель розподілу нерівностей підстилаючої поверхні. Непогані, наближені до практичних значень, результати дає модель з Гаусовим розподілом [10], [11], [12]. Тоді ефективний коефіцієнт  $R_{\text{rough}}$  може бути визначений наступним чином:

$$R_{\text{rough}} = R \cdot \exp\left[-2\left(\frac{2\pi\sigma_h \sin\theta_e}{\lambda}\right)^2\right], \quad (2.20)$$

$$h'_1 = h_1 - 0,5r_e\alpha^2, \quad (2.21)$$

$$h'_2 = h_2 - 0,5r_e\beta^2, \quad (2.22)$$

$$\theta_e = \arcsin\left(\frac{h'_1}{X_1}\right) = \frac{\pi}{2} - \theta_i, \quad (2.23)$$

де  $\Theta_i$  та  $\Theta_e$  – кут падіння хвилі на поверхню та кут піднесення цілі відповідно;

$R$  – коефіцієнт віддзеркалення;

$\sigma_h$  – стандартне відхилення висот поверхні;

$h_1$  та  $h_2$  – висоти антени та цілі над поверхню.

### 2.2.3 Затінення

Коли напрямок падаючої хвилі наближається до нульового куту відносно поверхні (паралельний напрямок) суттєвим фактором, що впливає на рівень віддзеркалення, стає затінення більшими висотами верхівок наступних, як показано на рисунку 2.4.



Рисунок 2.4 – Затінювання енергії на нерівностях

Для оцінки впливу цього явища пропонується ввести коефіцієнт затінення  $S_{fun}$  запропонований Смітом [13], який можна записати:

$$S_{fun} = \frac{1 - 0,5 \operatorname{erfc}\left(\frac{\cot \theta_i}{\sqrt{2} \beta_0}\right)}{\Lambda(\cot \theta_i) + 1}, \quad (2.24)$$

де

$$\Lambda(\cot \theta_i) = \frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\beta_0}{\cot \theta_i} \exp^{-\frac{\cot^2 \theta_i}{2\beta_0^2}} - \operatorname{erfc} \left( \frac{\cot \theta_i}{\sqrt{2} \beta_0} \right) \right), \quad (2.25)$$

де  $\operatorname{erf}$  та  $\beta_0^2$  – являють собою доповнювальну функцію помилок та середньоквадратичний нахил нерівностей поверхні.

#### 2.2.4 Дивергенція (відхилення)

Явище розпорошення відбитої від Земної поверхні енергії через її кулько-образний профіль називають дивергенцією (рис. 2.5).

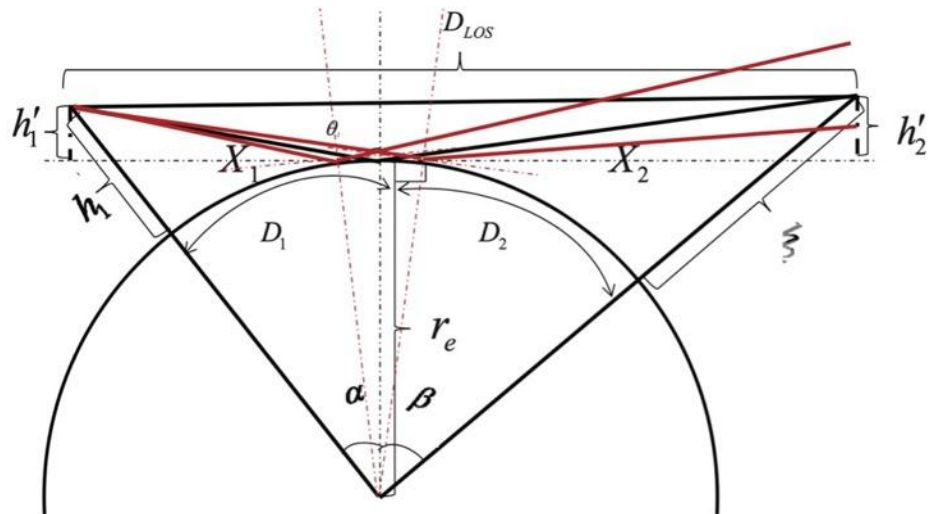


Рисунок 2.5 – Геометричне пояснення дивергенції  
(червоний – розпорошення променя через дивергенцію)

Врахування дивергенції пропонується ввести як множник, що розраховується за формулою (2.26), наведеною у [9].

$$\Delta = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 D_1 D_2}{r_e (h'_1 + h'_2)}}}, & \text{якщо } h'_1 > 0, h'_2 > 0, \\ 0 & \text{у інших випадках.} \end{cases} \quad (2.26)$$

### 2.2.5 Дифракція

Явище дифракції може спричинити розповсюдження радіохвилі уздовж вигнутого тіла (за межі прямої видимості) з одночасним суттєвим придушенням рівня сигналу. Теорія розповсюдження радіохвиль за рахунок дифракції добре розглянута у [15], [16], [17]. У [17] розглянуто модель такої траси, де сумарна дистанція радіоканалу  $d$  (рис. 2.6) утворена як:

$$d = d_1 + d_2 + d_3, \quad (2.27)$$

де  $d_1$  та  $d_2$  – відстані перетину з горизонтом що розраховується, як:

$$d_n = \sqrt{2 k_e r_e h_n}, \quad (n = 1, 2). \quad (2.28)$$

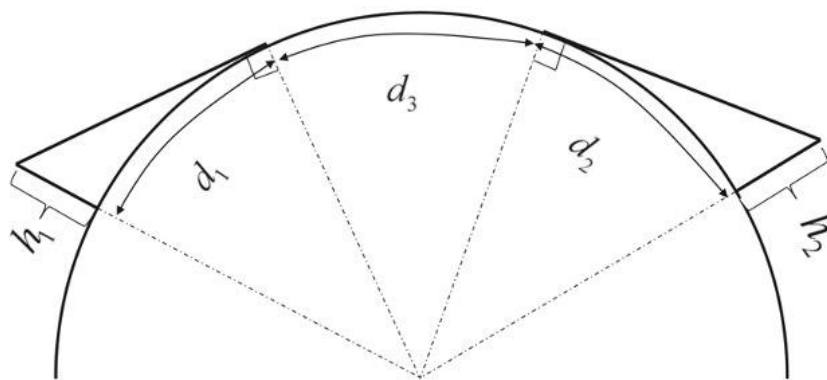


Рисунок 2.6 – Утворення каналу загоризонтної передачі сигналу за рахунок дифракції

Кожний відрізок також призводить до відповідних втрат сигналу, де витрати для  $L_1$  та  $L_2$  завжди мають позитивне значення та обчислюються за формулою (2.29):

$$L_1 = 20 \log_{10} \frac{N_1}{\sqrt{5,656 \pi \zeta_1}}, \quad (2.29)$$

$$L_2 = 20 \log_{10} N_2, \quad (2.30)$$

де

$$20 \log_{10} N_n = -0,5 + 35 \log_{10} \zeta_n + 10 \log_{10} F_s, \quad (2.31)$$

$$\zeta_n = \frac{\frac{2\pi d_n}{\lambda}}{\left(\frac{2\pi k_e r_e}{\lambda}\right)^{2/3}}, \quad n=1, 2, 3; \quad (2.32)$$

$$10 \log_{10} F_s = -0,024 \zeta_n^3 + 0,5438 \zeta_n^2 + 2,0391 \zeta_n - 0,4403. \quad (2.33)$$

В той же час втрати  $L_3$  можна знайти за поліноміальною функцією:

$$L_3 = 0,0086 \zeta_3^3 + 0,2063 \zeta_3^2 + 11,0997 \zeta_3 - 0,8934. \quad (2.34)$$

Вищезгадані апроксимації мають сенс, коли  $\zeta_3$  та  $\zeta_n$  менші за 10. Також слід зазначити що  $L_3$  може приймати негативне значення, що зменшує загальні витрати  $L_1+L_2$ , що є еквівалентом підсилення сигналу. Для виключення ситуації, коли загальне послаблення може стати рівним нулю, пропонується проводити обчислення за наступним виразом [9]:

$$L_{dif} = \begin{cases} L_1 + L_2 + |L_3|, & \text{якщо } d \geq (d_1 + d_2), \\ L_1 + L_2 - |L_3|, & \text{якщо } D_{06} < d < (d_1 + d_2), \\ 0, & \text{якщо } d < D_{06}, \end{cases} \quad (2.35)$$

$$D_{06} = \frac{D_f \cdot D_h}{D_f + D_h}, [\text{км}] \quad (2.36)$$

де

$$D_f = 38,9 f h_1 h_2, \quad (2.37)$$

$$D_h = 4,1 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \quad (2.38)$$

Таким чином, загальна модель витрат, що зменшує рівень відбитої за рахунок інтерференції енергії, може бути записана:

$$P_{\text{loss}} = 20 \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4 \pi D_{\text{LOS}}} \right) + 20 \log_{10}(\eta) + L_{\text{dif}}, \quad (2.39)$$

$$\eta = \left| 1 + S_{\text{fun}} \cdot \Delta \cdot R_{\text{rough}} \cdot \exp(jk D_{\text{diff}}) \right|. \quad (2.40)$$

### 2.3 Розрахунок шумової температури системи

У вираз шумової температури системи  $T_s$  входять: шумова температура антени, шумова температура НВЧ тракту, а також шумова температура приймача. При цьому шумову температуру системи можна розрахувати за формулою:

$$T_s = T_a + T_{\text{НВЧ.тр.}} + T_{\text{пр.}} \cdot L_{\text{НВЧ.тр.}}, \quad (2.41)$$

де  $T_a$  – шумова температура антени;

$T_{\text{НВЧ.тр.}}$  – шумова температура НВЧ тракту;

$T_{\text{пр.}}$  – шумова температура приймача;

$L_{\text{НВЧ.тр.}}$  – сумарні втрати НВЧ тракту.

Більш-менш точне визначення шумової температури антени залежить від багатьох факторів, але найвагомішим з них є шумова температура неба

[4], на яку припадає близько 90% внеску. Дані по цьому параметру наведені на рисунку 2.7.

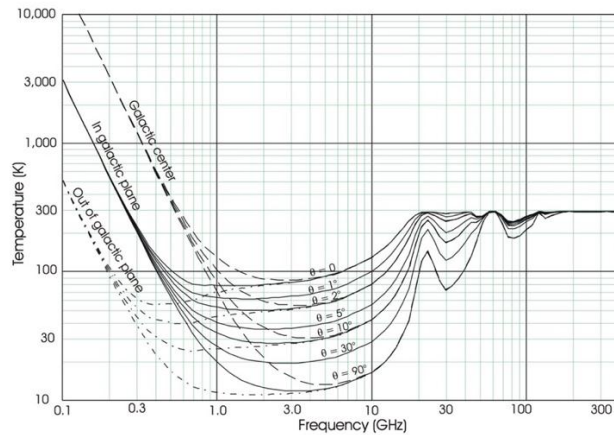


Рисунок 2.7 – Розподіл температури антени в залежності від кута місця променя та робочої частоти

Шумова температура НВЧ тракту дорівнює:

$$T_{\text{нвч.тр.}} = T_{\text{н.сер.}}(L_{\text{нвч.тр.}} - 1), \quad (2.42)$$

де  $L_{\text{нвч.тр.}}$  – сумарні втрати НВЧ тракту;

$T_{\text{н.сер.}} = 293,15 \text{ K}$  – температура навколишнього середовища ( $20^\circ\text{C}$ ).

Шумова температура приймача становить:

$$T_{\text{пр.}} = T_{\text{н.сер.}}(N_{\text{МШП}} - 1), \quad (2.43)$$

де  $N_{\text{МШП}}$  – коефіцієнт шуму малошумлячого підсилювача (МШП).

У зв'язку з тим, що сучасна приймальна система завжди має АЦП у своєму складі необхідно врахувати шуми останнього. За рахунок існування шумів квантування АЦП співвідношення сигнал-шум погіршується, що

призводить до перерахунку  $T_s$ . Існує базовий вираз для розрахунку динамічного діапазону АЦП [1]:

$$DR = 2^{2(b-x)} = 6,02(b-x) \text{ дБ}, \quad (2.44)$$

де  $DR$  – динамічний діапазон АЦП;

$b$  – розрядність АЦП;

$x$  – конструктивний параметр, у сучасних АЦП наближається до 2 [4].

Шумова температура АЦП  $T_{\text{АЦП}}$  становить:

$$T_{\text{АЦП}} = \frac{DR}{2^{2(b-1)}} \frac{T_s}{6}. \quad (2.45)$$

## 2.4 Розрахунок фактору виявлення

Розрахунок фактору виявлення спирається на модель поведінки Релеєвської цілі, яка описується хі-квадрат розподілом з двома ступенями свободи. При цьому перша ступінь це кількість споріднених сигналів, які отримані послідовно від повітряного об'єкту, а друга – кількість декорельованих вибірок. Базовим виразом, що дає найкращу точність, для розрахунку основного коефіцієнту (фактору) виявлення  $D(P_d, P_{fa}, n, n_e)$  для флуктуючої цілі з розподілом хі-квадрат [18], є:

$$D(P_d, P_{fa}, n, n_e) = \left[ \frac{P_Y^{-1}(1-P_{fa}, n) - (n-n_e)}{P_Y^{-1}(1-P_d, n_e)} - 1 \right] \frac{n_e}{n}, \quad (2.46)$$

де  $P_Y^{-1}$  – інверсна неповна гамма-функція;

$P_d$  – ймовірність виявлення;

$P_{fa}$  – ймовірність хибної тривоги;

$n$  – кількість вибірок;

$n_e$  – кількість незалежних вибірок.

Існує чотири моделі поведінки сигналів одержуваних РЛС від цілі, які відомі як моделі Сверлінга. На практиці, для розрахунку оглядових РЛС, що працюють у моночастотному режимі широко застосовуються модель Сверлінга №1, а для двочастотного режиму модель №3 [19].

Для моделі №1 вираз (2.46) перетворюється наступним чином:

$$D_1(P_d, P_{fa}, n) = \left[ \frac{P_Y^{-1}(1-P_{fa},n)-(n-1)}{P_Y^{-1}(1-P_d,1)} - 1 \right] \frac{1}{n}. \quad (2.47)$$

Для моделі №3 вираз (2.46) виглядає наступним чином:

$$D_3(P_d, P_{fa}, n) = \left[ \frac{P_Y^{-1}(1-P_{fa},n)-(n-2)}{P_Y^{-1}(1-P_d,2)} - 1 \right] \frac{2}{n}. \quad (2.48)$$

Групове використання декількох виявлень для виявлення однієї цілі утворює бінарний накопичувач «m із n» [18]. В такому випадку первинна вірогідність виявлення хибної тривоги повинна бути перерахована.

Ймовірності хибної тривоги  $P'_{fa}$  в такій системі дорівнює [20]:

$$\begin{aligned} P'_{fa} &= P_n(k) + P_n(k+1) + \dots + P_n(n) = \\ &= \sum_{j=k}^n \frac{n!}{j!(n-j)!} p_n^j (1-p_n)^{n-j}, \end{aligned} \quad (2.49)$$

де  $p_n$  – ймовірність хибної тривоги для одиночного випадку.

Ймовірності вірного виявлення  $P'_d$  в системі дорівнює:

$$P'_d = \sum_{j=k}^n \frac{n!}{j!(n-j)!} p_d^j (1-p_d)^{n-j}, \quad (2.50)$$

де  $p_d$  – ймовірність виявлення для одиночного випадку.

## 2.5 Втрати у тракті передавання сигналу

Втрати у тракті передавання сигналу визначаються наступним чином:

$$L_t = L_{mw} + L_{dsp}, \quad (2.51)$$

де  $L_{mw}$  – втрати, що виникають при проходженні сигналу від передавача до випромінювача;

$L_{dsp}$  – втрати, що виникають при обробці прийнятого сигналу.

Для визначення  $L_{mw}$  розберемо типову схему побудови НВЧ тракту сучасної РЛС з ФАР, яка зображена на рисунку 2.8.

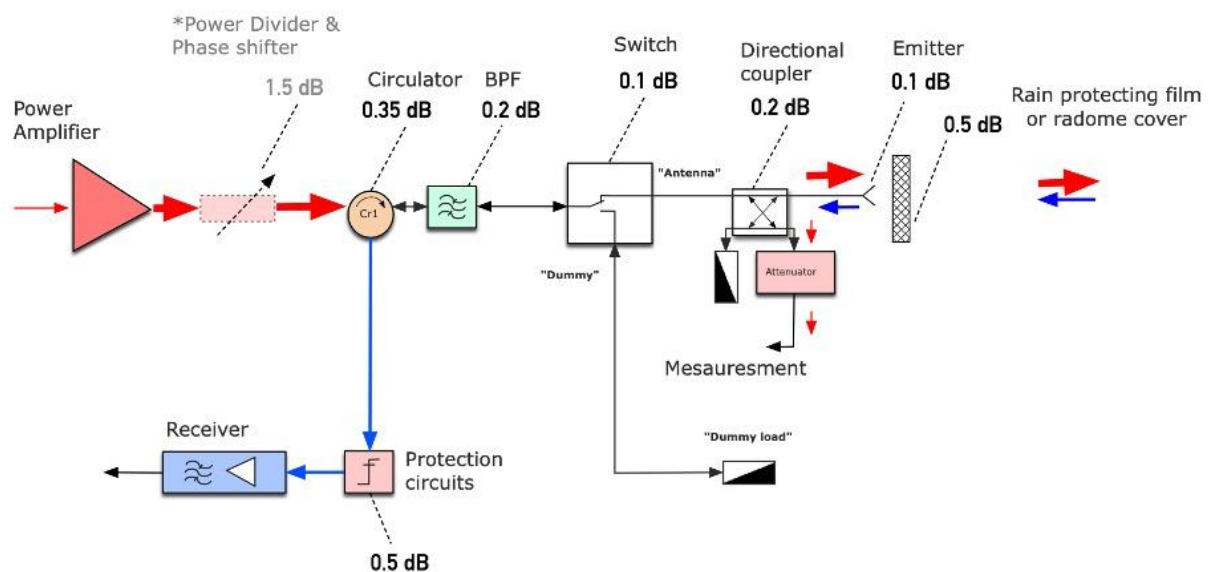


Рисунок 2.8 – Типова схема НВЧ тракту сучасної РЛС з розподілом втрат

Шлях передачі сигналу від передавача складається з фазообертача (Power Divider & Phase shifter), циркулятора (circulator), смугового фільтру (BPF), антенного перемикача (switch), спрямованого відголузжувача (directional coupler), антенного випромінювача (Emitter), шару захисного покриття від дощу (rain protecting film). Зазвичай витрати підсумовуються.

До втрат обробки цифрового сигналу відносять втрати, що виникають за рахунок погіршення співвідношення сигнал-шум у наступних алгоритмах [4]:

- цифрового формування квадратур ( $L_{\Phi K}$ ) – в залежності від того, чи використовується вагова обробка в алгоритмі становлять  $(0 \dots 1,2)$  дБ (залежить від обраної віконної функції);
- фільтру стискання ЛЧМ ( $L_{\Phi C}$ ) становлять  $(1,4 \dots 1,8)$  дБ – типове погіршення співвідношення сигнал-шум для віконної функції;
- дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) ( $L_{\text{ДПФ}}$ ) формуються на межі перетину АЧХ фільтрів (1,7 дБ) та за рахунок використання віконної функції  $((1,4 \dots 1,8)$  дБ), що становить не менш ніж  $1,7 + 1,4 \text{ дБ} = 3,1 \text{ дБ}$ ;
- виявленні цілі ( $L_{\text{ДЕТ}}$ ) виникають за рахунок обчислення середнього рівня за допомогою скінченної кількості некорельованих даних (становлять в середньому 1,6 дБ);
- бінарного накопичувача «m із n» ( $L_{mn}$ ).

## 2.6 Втрати у атмосфері при розповсюдженні сигналу

Витрати спричинені атмосферним розпорошенням сигналу ( $L_{\alpha}$ ) (тропосферні витрати) можуть бути знайдені з виразу запропонованого MIT Radiation Laboratory [21] та підтвердженого у роботах Блейка [3]:

$$k_{\alpha O}(f, h) = 4.0116 \frac{P f^2}{T^3} \sum_N (F_0 \mu_{N0}^2 + F_{N+} \mu_{N+}^2 + F_{N-} \mu_{N-}^2) \exp \left[ - \frac{2.06844 N(N+1)}{T} \right] \quad (2.52)$$

де:

$$F_0(f, h) = \frac{\Delta f}{f^2 + (\Delta f)^2}, \quad (2.53)$$

$$\Delta f(h) = g(h) \frac{P(h)}{P(0)} \frac{T(0)}{T(h)}, \quad (2.54)$$

$$g(h) = \begin{cases} 0.640, & h \leq 8, \\ 0.640 + 0.04218(h - 8), & 8 < h \leq 25, \\ 1.357, & 25 < h, \end{cases} \quad (2.55)$$

$$F_{N\pm}(f, h) = \frac{\Delta f}{(f_{N\pm} - f)^2 + (\Delta f)^2} + \frac{\Delta f}{(f_{N\pm} + f)^2 + (\Delta f)^2}, \quad (2.56)$$

$$\mu_{N0}^2 = \frac{2(N^2 + N + 1)(2N + 1)}{N(N + 1)}, \quad (2.57)$$

$$\mu_{N+}^2 = \frac{N(2N + 1)}{N + 1}, \quad (2.58)$$

$$\mu_{N-}^2 = \frac{(N + 1)(2N - 1)}{N}. \quad (2.59)$$

Графік залежності послаблення радіолокаційного сигналу від робочої частоти та кута місця, розрахований за виразом (2.52) та наведений на рисунку 2.9.

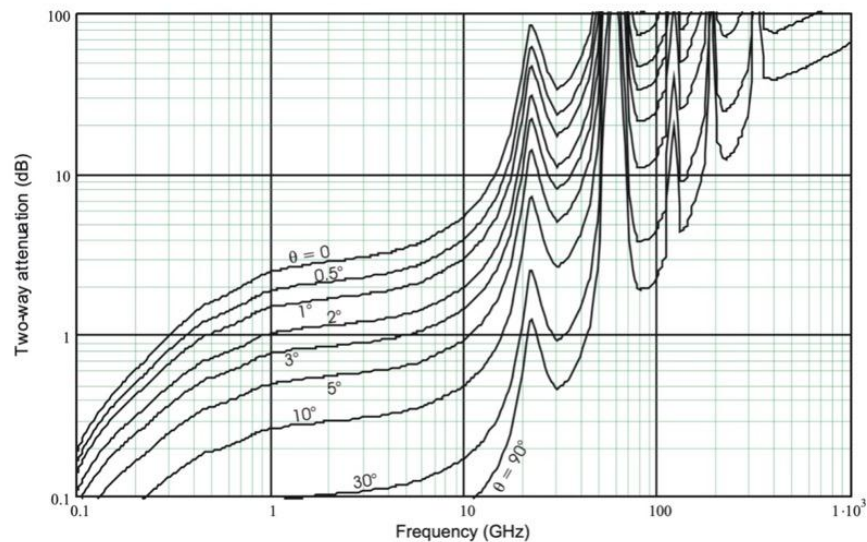


Рисунок 2.9 – Послаблення радіолокаційного сигналу у тропосфері

### 3 ПРИКЛАДИ МОДЕЛЮВАННЯ

#### 3.1 Програмна реалізації інформаційної моделі

Основною метою побудови програмної моделі була необхідність отримання розрахунків зони виявлення РЛС із врахуванням як первинних енергетичних параметрів РЛС, так і середовища де розповсюджується сигнал, а також вторинних параметрів РЛС, таких як, режими роботи та спосіб сканування простору. Під час реалізації виникла необхідність побудови розрахункової моделі спеціальним образом, в першу чергу, щоб прискорити обчислення за рахунок використання багатоядерних (512 і більше) обчислювачів, вбудованих у відеоадаптери сучасних комп'ютерів. Результиуюча зона виявлення складається з окремих рішень за окремими кутами опромінення цілі (трасування), а особливістю реалізації є гнучкий розподіл обчислень за напрямками трасування променів відповідно до знаходження точки у зоні інтерференції або у вільному просторі задля збільшення деталізації впливу дифракційних або інтерференційних явищ, як показано на рисунку 3.1.

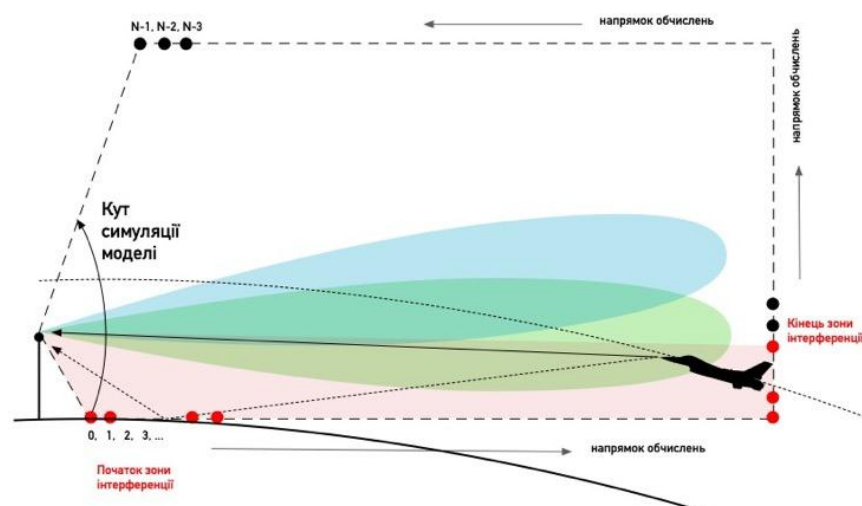


Рисунок 3.1 – Схема побудови обчислення моделі (червоні точки – зона детальних обчислень, чорні точки – зона звичайних обчислень)

Для кожної окремої точки (#0....#N-1), за якою відбувається апроксимація зони виявлення, виконується ідентичний обсяг обчислень. Всі поточні обчислення сформовані у загальний стек виконання у багатоядерному середовищі як показано на рисунку 3.2.

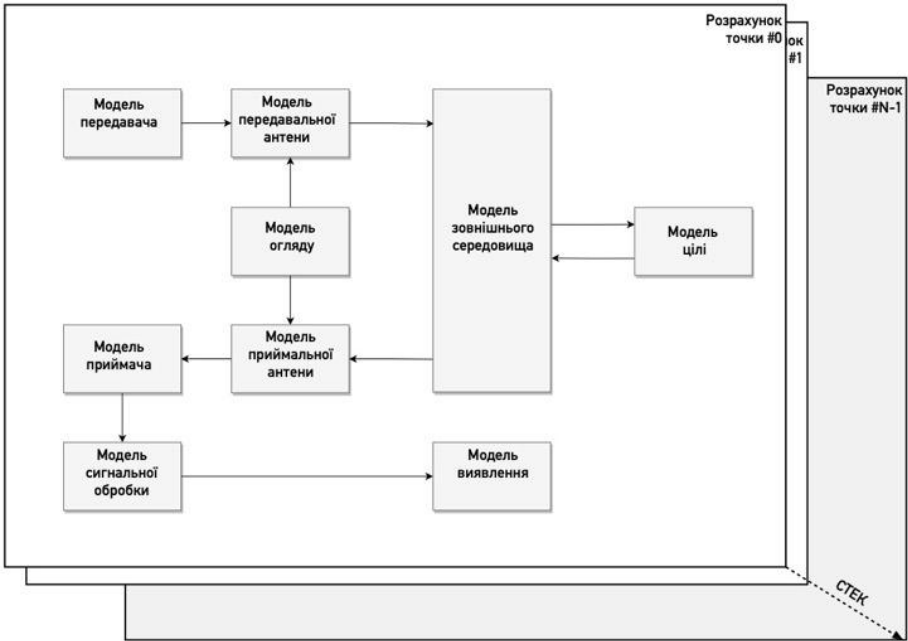


Рисунок 3.2 – Спрощена модель розрахунку

Загальна інформація по призначенню окремих модулів наведена у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Функціональне призначення окремих модулів розрахункової моделі

| Тип                                       | Опис                                                                                      |
|-------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|
| Модель передавача                         | Формує імпульсну потужність, довжину імпульсу та прогальність та втрати на випромінювання |
| Модель приймача                           | Формує шумову температуру системи тобто втрати на прийом                                  |
| Модель антени (приймальної/передавальної) | Формує ДС променів для різного типу решіток, форм променя, та АФР                         |

| Тип                           | Опис                                                                                                |
|-------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Модель огляду                 | Формує групи режимів роботи та зберігає налаштування моделі передавача та моделі сигнальної обробки |
| Модель сигнальної обробки     | Формує виграш у співвідношенні сигнал/шум та забезпечує модель виявлення даними                     |
| Модель зовнішнього середовища | Формує модель спотворення сигналу за рахунок інтерференції, дифракції, послаблення атмосферою тощо  |
| Модель виявлення              | Формує фактор виявлення в залежності від моделі сигнальної обробки та моделі огляду                 |
| Модель цілі                   | Формує траєкторію переміщення цілі та її відбивні властивості                                       |

Незважаючи на велику кількість обчислень та складність алгоритму, в середньому, за рахунок паралельних обчислень, швидкість обчислення повної зони виявлення для 1000 точок становить, приблизно 0,02 с, а для 10000 точок не більш ніж 0,1 с для комп'ютера Apple MacBook 17 Pro.

Розглянемо можливості моделювання у програмі DAPAR на прикладі моделювання двох типів радарів. У якості першого прикладу використаємо оглядову 3-х координатну радіолокаційну станцію AN/TPS-70 компанії Northrop Grumman, у якості другого - скануючу оглядову 3-х координатну радіолокаційну станцію AN/TPS-59 компанії Lockheed Martin.

Технічні характеристики, спосіб огляду простору, побудова та деякі первинні параметри достатньо повно розкрито у монографії Д. Бартон 2005 року [Radar System Analysis and Modeling (Barton, D. K., Norwood, MA: Artech House)].

### 3.2 Приклад 1. РЛС AN/TPS-70

Зовнішній вигляд зазначеної РЛС наведено на рисунку 3.3.



Рисунок 3.3 – РЛС AN/TPS-70  
(зображення з інтернету, автор: *tennebaums*)

Усі характеристики радару AN/TPS-70, бралися з [18] та далі використовувалися у якості базових даних для моделювання (табл. 3.2 та рис. 3.4).

Таблиця 3.2 – Базові характеристики РЛС AN/TPS-70

| Параметр               | Значення        | Параметр                                      | Значення                                         |
|------------------------|-----------------|-----------------------------------------------|--------------------------------------------------|
| Діапазон частот        | S               | Пікова потужність                             | 3.5 МВт                                          |
| Довжина імпульсу       | 6.5 мкс         | Частота випромінювання                        | 275 Гц                                           |
| Середня потужність     | 6.2 кВт         | Ширина передавальної ДС, у кутомісній площині | $5^{\circ}$ , cosec <sup>2</sup> до $20^{\circ}$ |
| Ширина ДС за азимутом  | $1.6^{\circ}$   | Ширина приймальної ДС, у кутомісній площині   | $2.3^{\circ} \dots 6^{\circ}$                    |
| Ефективна площа антени | $5 \text{ м}^2$ | Поляризація                                   | Горизонтальна                                    |

| Параметр                               | Значення | Параметр                                             | Значення |
|----------------------------------------|----------|------------------------------------------------------|----------|
| Швидкість сканування                   | 6 об/хв  |                                                      |          |
| Сектор за<br>максимальною<br>дальністю | 5°       | Кутомісний сектор<br>огляду                          | 20°      |
| Шумова температура                     | 540°K    | Відстань виявлення<br>(Pd=0.75, 1.7 м <sup>2</sup> ) | 300 км   |
| Кількість імпульсів                    | 12       | Смуга сигналу                                        | 2.0 МГц  |
| Підсилення антени                      | 34 дБ    | Кількість променів                                   | 6        |

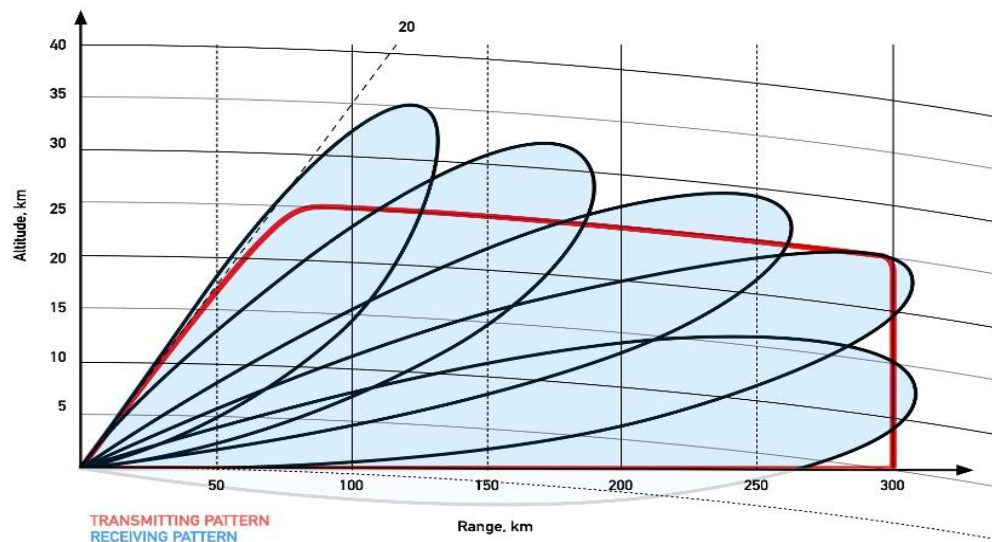


Рисунок 3.4 – Базова зона виявлення РЛС AN/TPS-70

### 3.2.1 Створення нового проекту

Для створення інформаційної моделі потрібно виконати наступні кроки:

а) Визначення типу, розмірів антени та робочі частоти.

Для створення нового проекту оберемо пункт **New** у меню **File**. Це дозволить відкрити перше вікно інтерфейсу створення нового проекту –

вибір типу антени (1. SELECT THE TYPE OF ANTENNA DESIGN), який наведено на рисунку 3.5.

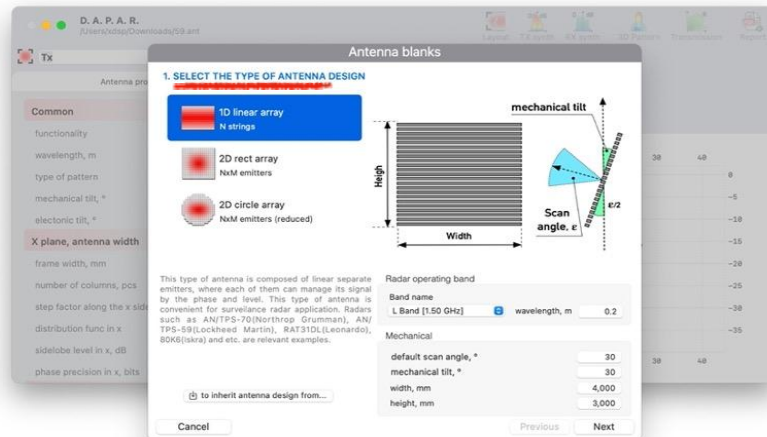


Рисунок 3.5 – Створення проекту за типом побудови антенної решітки

Далі обираємо тип антени **1D linear array** (одновимірна скануюча решітка) у відповідному переліку зліва, діапазон робочих частот обираємо **S Band** (3 ГГц) та заповнимо наступні конструктивні параметри антени у групі **Mechanical**:

- кут сканування променів (default scan angle) – 30 градусів;
- нахил полотна ФАР (mechanical tilt) – мінус 5 градусів;
- ширина антени (width) – 5500 mm;
- висота антени (height) – 2500 mm.

б) Визначення схеми антенної решітки.

Наступне вікно інтерфейсу створення проекту (2. SELECT THE SIZE & GRID LAYOUT OF ANTENNA FRAME) дозволяє провести вибір схеми розташування елементарних випромінювачів. Оскільки обраний тип (**1D linear array**) фазованої антенної решітки AN/TPS-70 керує променями лише у кутомісній площині, програма DAPAR автоматично синтезуватиме схему випромінення у площині X, в той час, як для моделювання схеми у площини Y потрібно ввести відповідні до конструктиву дані.

Кількість рядків випромінювачів, що пропонується за замовчуванням ( $n_y$ ), дорівнює 51, тоді як відповідне значення для РЛС AN/TPS-70 становить 36. Різниця існує тому, що, за замовчуванням, розташування елементів у сітці становить 0,5 від довжини хвилі для обох сторін, щоб забезпечити максимальну діапазон кутів сканування променя без наявності бічного пелюстка решітки. Як відомо з [18] РЛС AN/TPS-70 працює за кутом місця 20 градусів, що дозволяє збільшити крок розташування випромінювачів, задля отримання простішої конструкції антени. Зазвичай крок становить 0,6...0,7. Тож змінюємо наступні параметри за Y-координатою (рис. 3.6):

- коефіцієнт сітки масиву (ky-grid factor) – 0.7;
- кількість випромінювачів (number in Y plane) – 36.

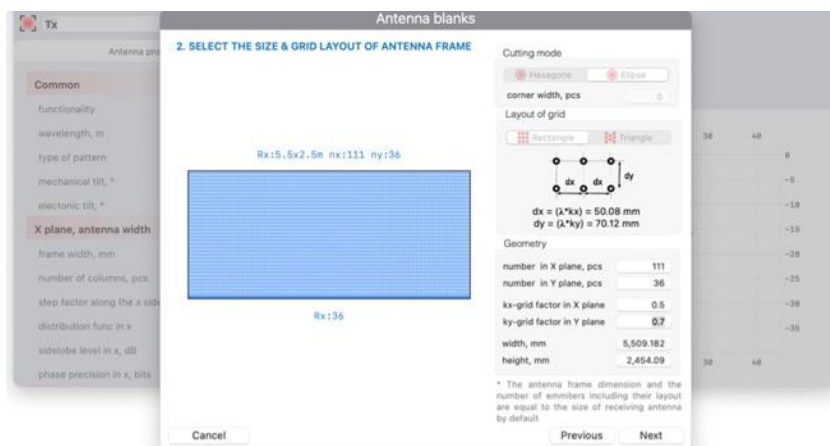


Рисунок 3.6 – Налаштування геометрії антени

в) Схема передавальної антени.

Наступне вікно інтерфейсу створення проекту (3. SELECT THE SPACE OF TRANSMITTING ANTENNA) задає конфігурацію передавальної частини антени, як показано на рисунку 3.7.

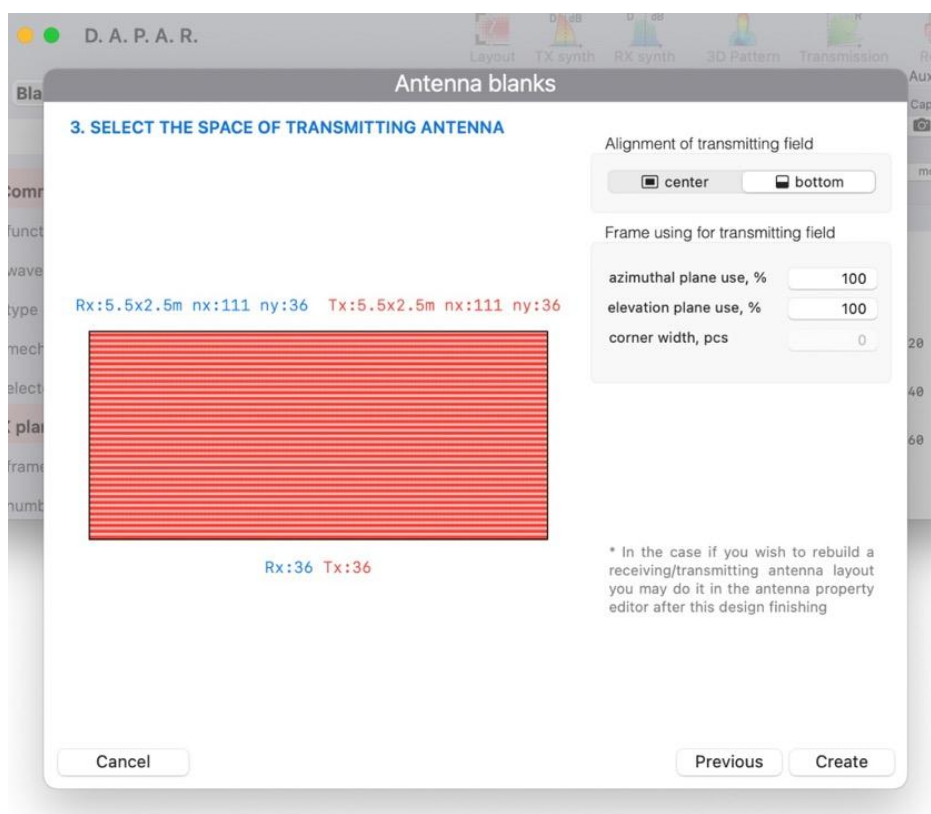


Рисунок 3.7 – Налаштування розміру передавальної апертури антени

Деякі типи радарів використовують меншу передавальну апертуру, ніж приймальну через ряд причин, але AN/TPS-70 має таку саму кількість передавальних елементів, тому цей етап можна пропустити натиснувши одразу кнопку **Create**. Програма DAPAR створить новий проект, який містить дві заготовки антени “Tx” та “Rx”.

### 3.2.2 Проектування передавальної антени

Для моделювання передавальної решітки потрібно виконати наступні кроки:

- а) Базові налаштування.

Спочатку необхідно встановити діапазони моделювання програми DAPAR (налаштування розташовані в основній верхній частині інтерфейсу (1), як наведено на рисунку 3.8):

- натиснути кнопку **xy(both)** у полі представлення антени (**Antenna field representation**);
- натиснути кнопку **Pattern** у полі типу графіка (Type of chart);
- натиснути кнопку **Log** у полі вибору масштабу (Scale);
- встановити **40** градусів в полі діапазону кутів (Range of angles);
- встановити **-40** дБ у поля діапазон (Range).

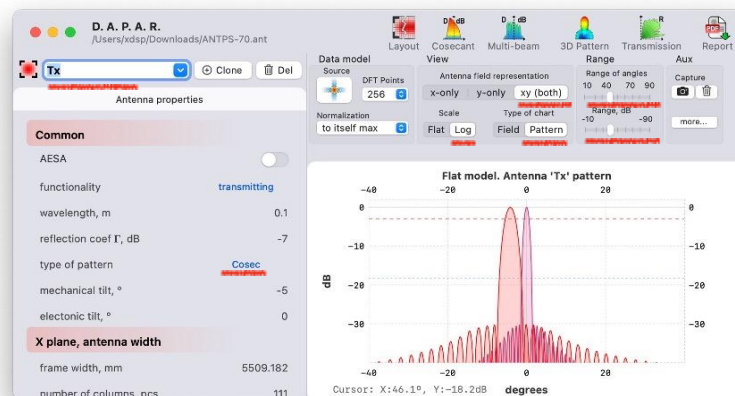


Рисунок 3.8 – Налаштування розрахунку передавальної антени  
(перша частина)

Обрати **Tx** антену зі списку антен (рис. 3.9) і змініть тип діаграми спрямованості на **Cossec** у таблиці властивостей антени, щоб відповідати типу передавальної антени конструкції AN/TPS-70. Далі, для моделювання передавальної діаграми знадобиться відкрити вікно **Antenna layout** (розклад решітки) та **Cosecant synthesizer** (синтезатор Cosecant-діаграм).

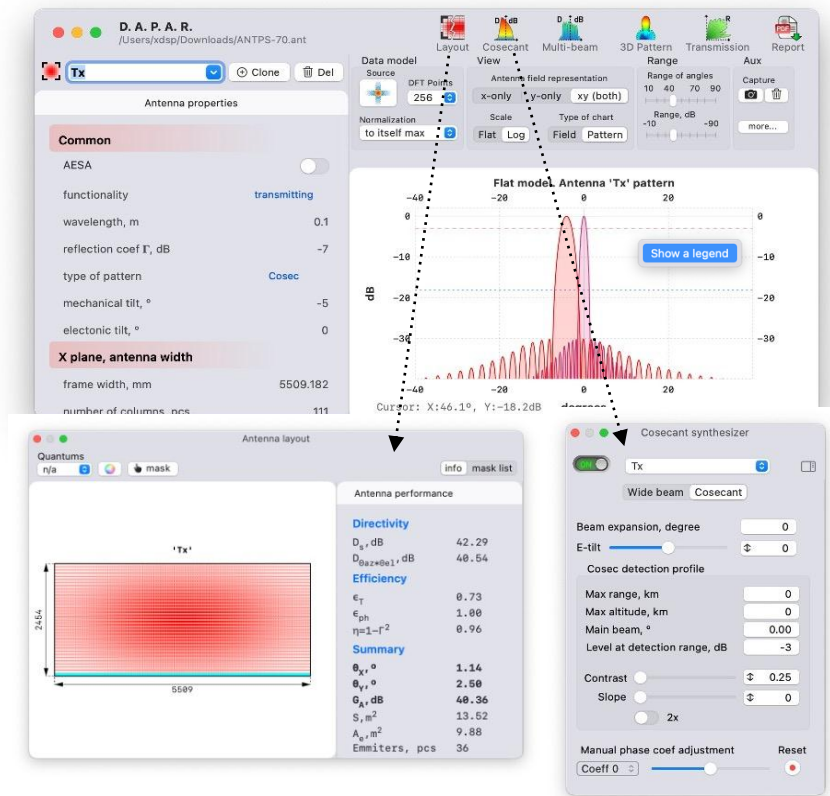


Рисунок 3.9 – Налаштування розрахунку передавальної антени (друга частина)

#### б) Синтез.

Як зазначено в характеристиках AN/TPS-70 РЛС може виявляти цілі з ЕПР  $1,7 \text{ м}^2$  на відстані 300 км та висоті 30 км, кут передавальної coscant-антени становить 20 градусів, а ширина основного променя за рівнем мінус 3 дБ становить 5 градусів. Ці межі області виявлення надалі буде використано для моделювання діаграми спрямованості.

У вікні Cosc Synthesizer, вводимо наступні значення у відповідні поля:

- розширення променя (Beam expansion) – 20 градусів;
- максимальна дальність (Max range) – 300 км;
- максимальна висота (Max altitude) – 30 км.

Автоматично програмою DAPAR буде побудовано ідеальну ДС для обраного профілю косеканса, реальну ДС для X, Y-площин, розраховано

значення ширини основного променя із значенням 4,7, що є достатньо близьким до 5° AN//TPS-70, як наведено на рисунку 3.10.

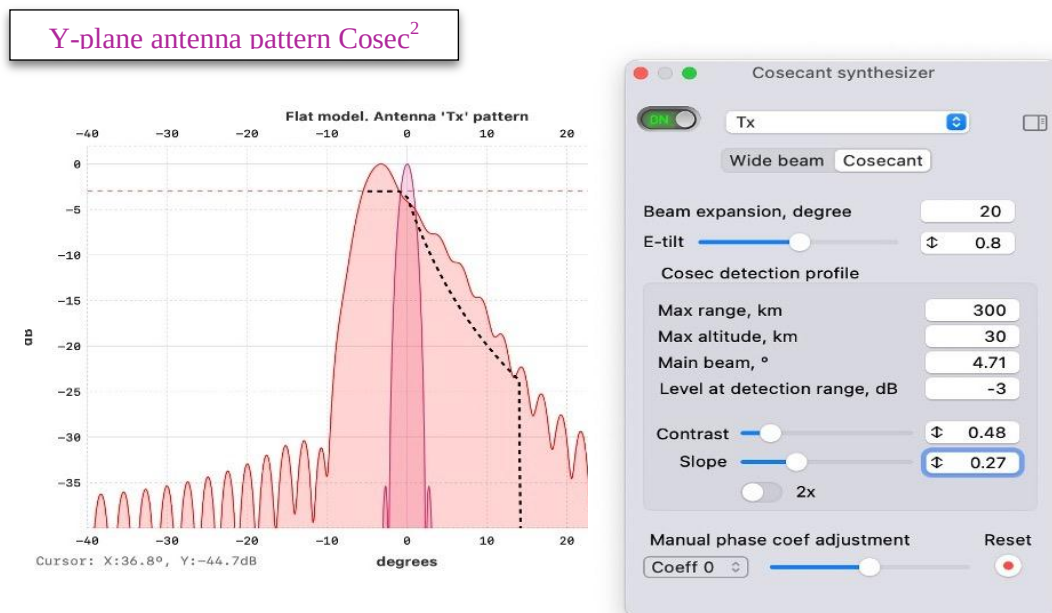


Рисунок 3.10 – Діаграми спрямованості передавальної антени (червоний колір – реальні ДС, чорний пунктир – ідеальна ДС)

За допомогою повзунків регулювання контрасту (**Contrast**), нахилу (**Slope**), та фазового числа (**Manual phase coef adjustment**) ДС можливо скорегувати функцію ДС задля мінімізації або рівня бічної пелюстки або лінійності спаду cosecant (мінімізувати викиди).

Основні характеристики отриманої антени, під час маніпуляції наводяться у таблиці властивостей антени (рис. 3.11). Після попереднього синтезу отримаємо  $\theta_x=1,143^\circ$  замість  $1,6^\circ$  у AN/TPS-70 і  $\theta_y=4,482^\circ$  замість  $5^\circ$ .

|                                    |        |
|------------------------------------|--------|
| lim of directivity, dB             | 42.287 |
| $\theta_x$ beamwidth in plane X, ° | 1.143  |
| $\theta_y$ beamwidth in plane Y, ° | 4.482  |

Рисунок 3.11 – Загальні параметри антени

в) Налаштування бічної пелюстки.

Програма DAPAR за замовчуванням використовує апроксимацію функції Тейлора для моделювання амплітудного розподілу напруги у апертурі антени з рівнем БП мінус 30 дБ як найбільш поширену для сучасних фазованих антен що дає найкращий баланс ККД та рівня БП. У описі AN/TPS-70 зазначено, що антена РЛС використовує функцію розподілу із значним придушенням за краями задля досягнення ультра-низького рівня БП за азимутом. Також відомо, що у азимутальній площині у якості випромінювача використано хвилевід, що дає можливість припустити що там використано розподіл типу  $\text{Cos}^2$ , як найбільш вживаний (легкий у механічному відтворенні у порівнянні з іншими) для таких типів випромінювачів, які не тільки знижують рівень БП але також спричиняють істотне розширення головного променя.

Оберемо  $\text{Cos}^N$  розподіл для антени та встановимо рівень БП для синтезуємої функції на рівні мінус 36 дБ. Результат розрахунку ДС антени з цією функцією зображено на рисунку 3.12, де добре видно, що у площині X рівень бічної пелюстки не перевищує рівень мінус 36 дБ, а ширини ДС  $\theta_x$  та  $\theta_y$  становлять  $1.58^\circ$  та  $4.79^\circ$  відповідно, що майже співпадає на рівні  $\pm 5$  відсотків з характеристикою РЛС AN/TPS-70.

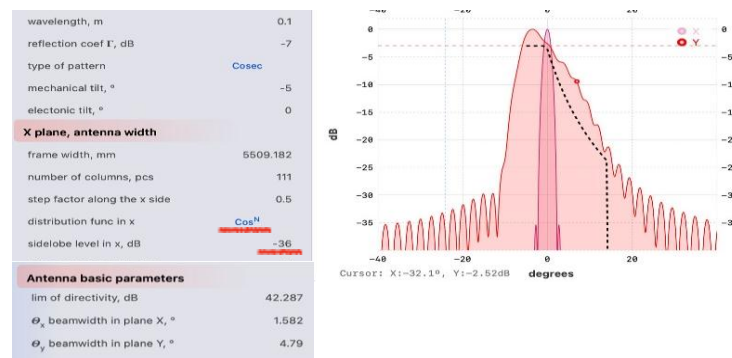


Рисунок 3.12 – ДС передавальної антени з придушеною бічною пелюсткою

Також розраховані загальні параметри передавальної антени відображаються у вікні **Antena layout**, як наведено на рисунку 3.13. Програма DAPAR розраховує коефіцієнт підсилення передавальної антени  $G_A$  34,28 дБ, що майже співпадає з 34 дБ, які зазначені для оригінальної решітки AN/TPS-70.

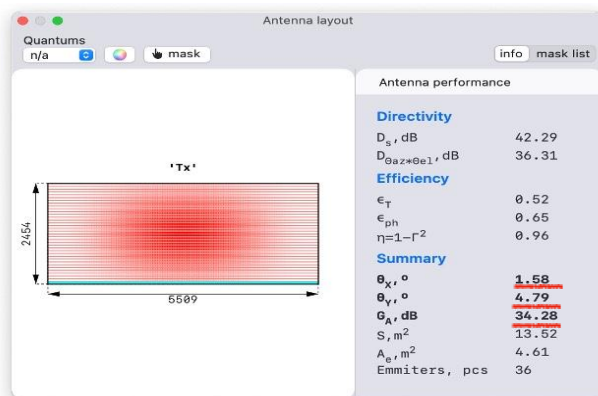


Рисунок 3.13 – Загальні параметри передавальної антени

### 3.2.3 Проектування приймальної антени

Для початку синтезу приймальної антени оберемо її (назва – Rx) у списку антен. Параметри приймальної антени розраховані за замовчанням зображено на рисунку 3.14.

| Antenna basic parameters           |        |
|------------------------------------|--------|
| lim of directivity, dB             | 42.287 |
| $\theta_x$ beamwidth in plane X, ° | 1.582  |
| $\theta_y$ beamwidth in plane Y, ° | 2.549  |

Рисунок 3.14 – Загальні параметри приймальної антени

Початкова ширина променя для площини Х є фізично спорідненою з передавальною антеною за рахунок використання того ж самого АФР у горизонтальній площині і тому співпадає ( $\theta_x=1.58^\circ$ ), а ширина променя у площині Y відрізняється ( $\theta_y=2.55^\circ$ ) від значення оригінальної антени ( $2.3^\circ$ ). Погодження ширини буде виконано пізніше, після створення приймальної багатопроменевої ДС.

З характеристик AN/TPS-70 відомо, що приймальна решітка складається з шести окремих «підстикованих» променів (існують паралельно за рахунок цифрової системи формування променя) змінної ширини у вертикальній площині, так, щоб перекрити ними кут у просторі 20 градусів.

Для автоматичного розрахунку променів у вікні **Multi-Beam Synthesizer** програми потрібно зазначити кутомісний сектор для апроксимації із розрахунку, що для ефективного перекриття сектору виявлення у 20 градусів знадобиться трохи більший простір, більший на половину мінімальної ширину ДС як знизу так і зверху діапазону кутів:

$$20^\circ + 2*(2.3^\circ/2) \approx 23^\circ.$$

Тож для отримання розрахунку багатопроменевої ДС введемо наступні значення до вікна **Multi-Beam Synthesizer**:

- сектор огляду (Sector of scope) – 23 градуси;
- кількість променів (Number of Y beams) – 6;
- крок-фактор (Step factor in beamwidth) – 1.

В результаті отримаємо ДС та її параметри як зображено на рисунку 3.15.

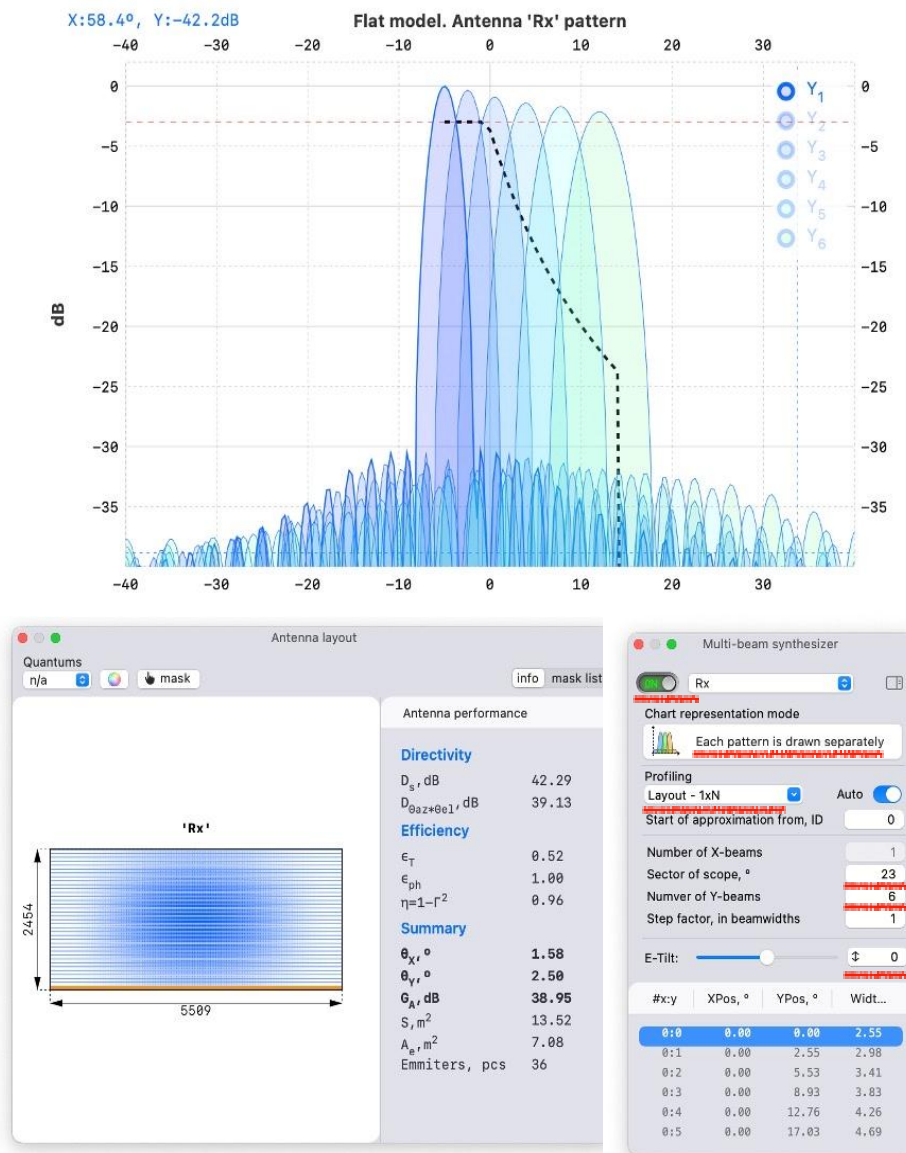


Рисунок 3.15 – Шестипроменева ДС приймальної антени

Розбіжність у ширині ДС у площині  $Y$  можна скорегувати збільшивши рівень бічної пелюстки у апроксимації Тейлора для вертикального розподілу АФР з мінус 30 дБ до мінус 24 дБ. Це призведе до звуження променя до рівня  $\theta_y=2.33^\circ$ , майже як у РЛС AN/TPS-70.

Результат синтезу приймальної антени зображено на рисунку 3.16. Отримано профіль багатопроменевої антени, що складається з шести променів змінної ширини за кутом місця зі значеннями від  $\theta_y = 2.29$  до  $\theta_y = 4.87$  та максимальним коефіцієнтом підсилення  $G_A = 39.26$  дБ у першому

промені. Для оригінальної РЛС задекларовано коефіцієнт підсилення 38 дБ, що менше на 1.26 дБ ніж розрахований.

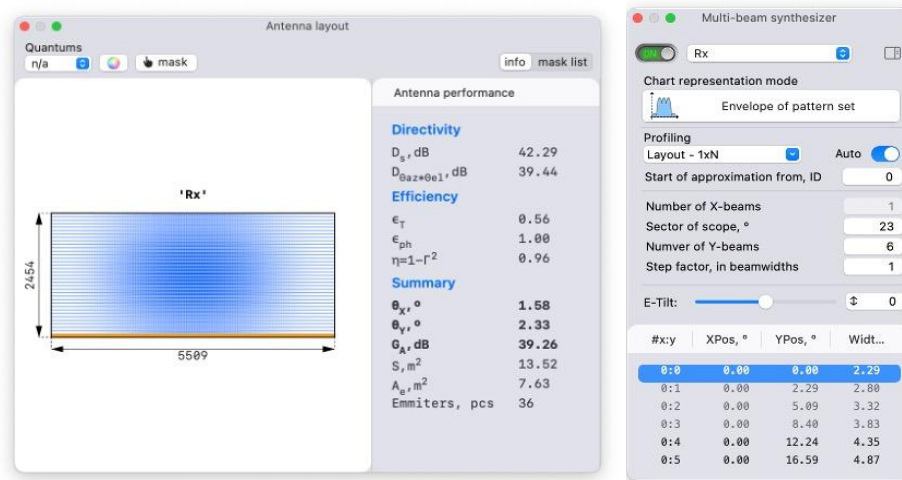


Рисунок 3.16 – Результат синтезу приймальної антени з «підстикованими» променями

### 3.2.4 Моделювання зони виявлення

Для моделювання зони виявлення за отриманими характеристиками антени у програмі DAPAR існує окреме вікно **Transmission**. Для початку роботи потрібно встановити межі для розрахунків:

- за висотою (Height) – 50 км,
- за відстанню (Range) – 500 км,
- за кутом місця (Simulation) – 30°, як показано на рисунку 3.17.

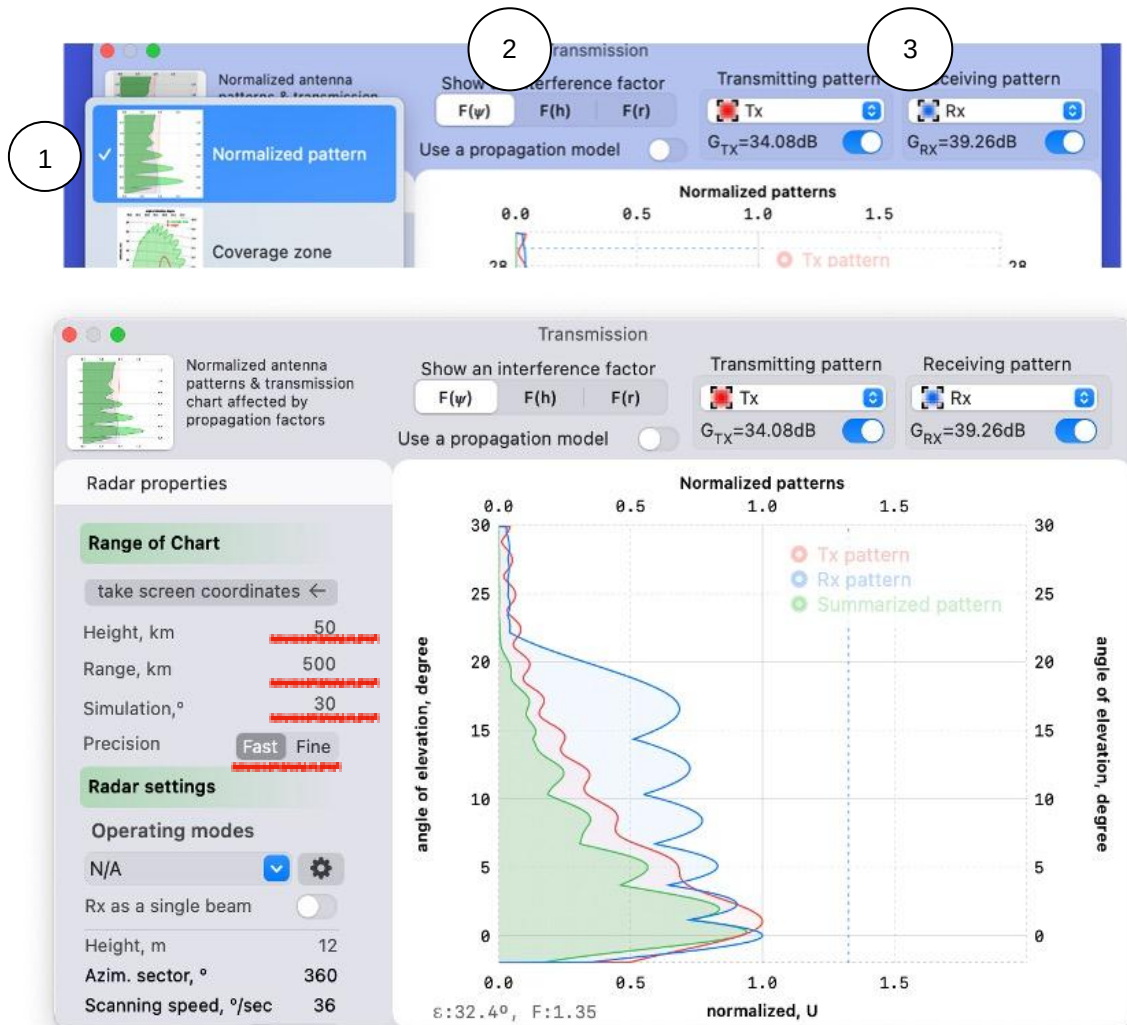


Рисунок 3.17 – Отримання нормалізованої передавальної функції

Далі треба обрати ДС передавальної решітки (Tx) та приймальної (Rx) з наявних у проекті та обрати режим узгодження нормалізованої ДС у просторі – **Normalized pattern** (рис. 3.17). Відомо [22], що найкращі за відстанню результати з виявлення маловисотних цілей досягаються за умови розташування основного променя ДС на рівні 0,5...0,7 від Земної поверхні. Використовуючи наявні інструменти (поля керування E-Tilt) у програмі розташуємо перетин обох ДС на рівні, приблизно, 0.8 (рис. 3.18).

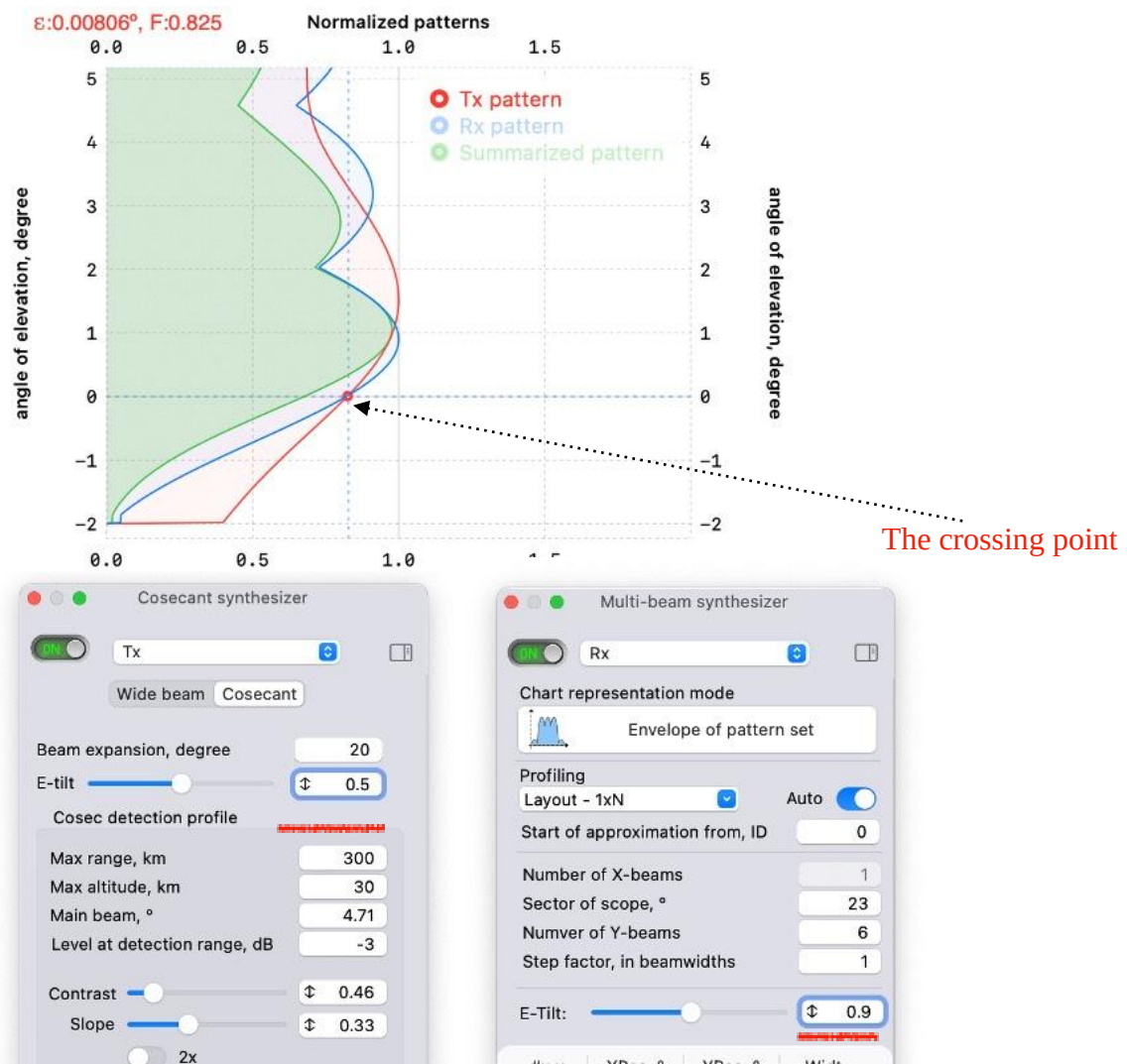


Рисунок 3.18 – Отримання нормалізованої передавальної функції

Наступний крок це введення безпосередньо прямих характеристик РЛС AN/TPS-70 до групи Radar settings, таких як потужність передавача, довжина сигналу, і тому подібне, як показано на рисунку 3.19:

- фазовий центр антени (Height) – 10 м;
- азимутальний сектор огляду (Azim. Sector) – 360 °;
- швидкість сканування антени (Scanning speed) – 36°/с;
- поляризація (Polarization) – горизонтальна “→”;
- прогальність (Duty cycle) – 16%;
- параметри довжини імпульсу (Pulse length) – 6.5 мкс;
- період опромінення (Time period) – 4000 мкс;

- імпульсна потужність передавача (Pulse power) – 3500000 Вт;
- кількість імпульсів у пачці обробки (Numb. of pulses) – 12.

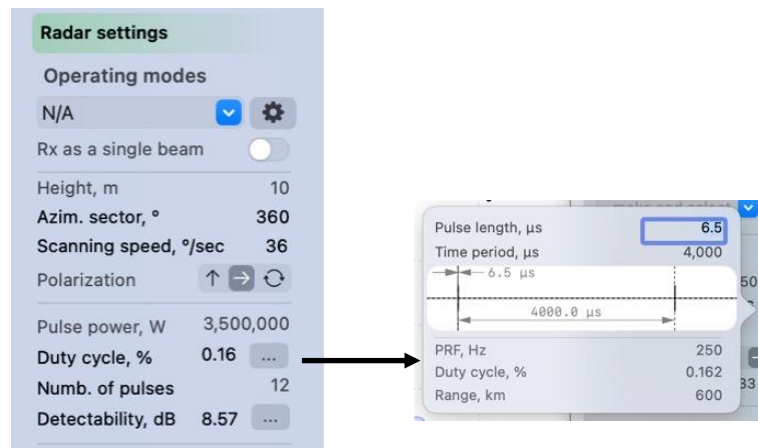


Рисунок 3.19 – Введення загальних характеристик РЛС

Для того щоб визначити фактор виявлення (Detectability) потрібно скористатися окремим вікном розрахунків, яке оперує статистичними моделями вірогідності виявлення різних статистичних сигналів (моделі Сверлінга) як показано на рисунку 3.20.

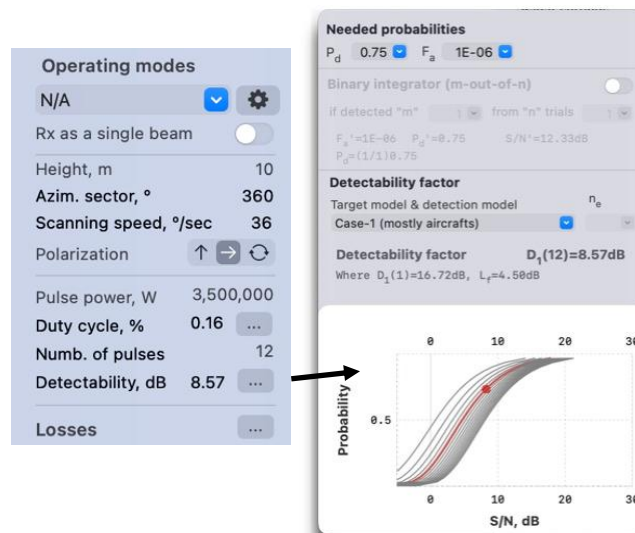


Рисунок 3.20 – Визначення фактору виявлення

Відомо, що ТТХ AN/TPS-70 розраховано для моделі правильного виявлення з вірогідністю  $P_d=0.75$ , та вірогідності помилки  $F_a=1e-6$  та моделі Сверлінга – 1, тож відповідні поля у вікні потрібно заповнити цими цифрами, які дозволять отримати фактор виявлення 8.57 дБ.

Найбільш складним етапом є визначення рівня витрат, що виникають у системі РЛС під час його розповсюдження та обробки. Існує три типу витрат які безпосередньо включені до рівняння радіолокації (2.1):

- витрати приймальної системи, що завдано через температуру системи  $T_s$ ;
- витрати тракту передавальної системи  $L_t$ ;
- витрати, що виникають при обробці сигналу  $L_{dsp}$ .

Оцінку  $T_s$  та  $L_t$  можна провести спираючись на структурну схему ланцюгів сучасної РЛС з використанням типових значень витрат притаманних окремим пристроям – така модель, реалізована у програмі DAPAR, зображена на рисунку 3.21.

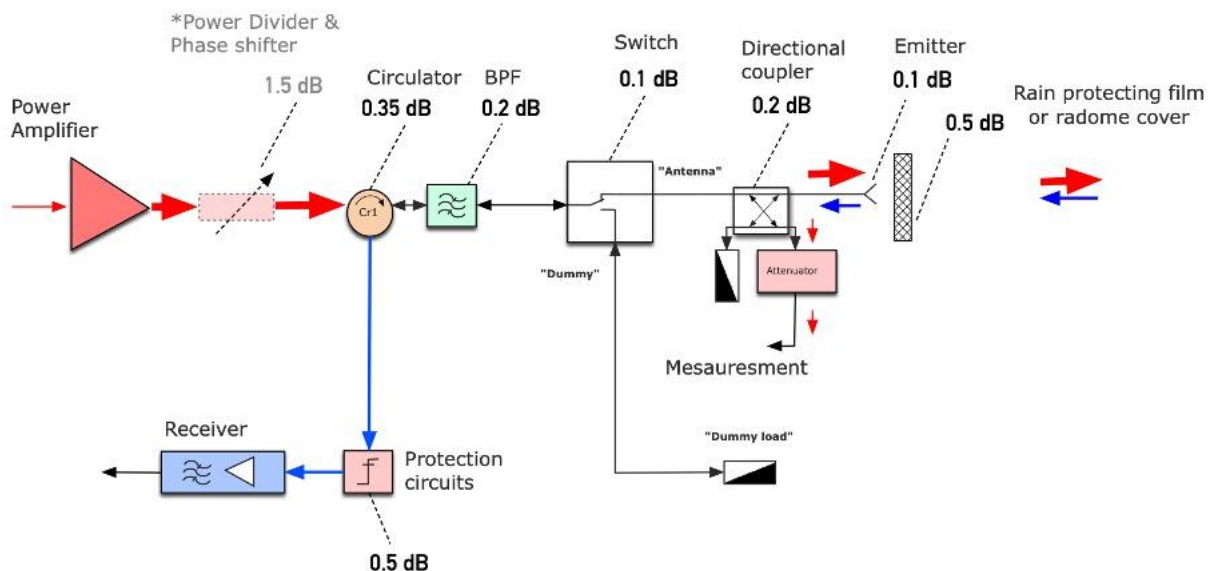


Рисунок 3.21 – Типова схема приймально/передавального НВЧ тракту  
закладена до розрахункової моделі у DAPAR

У РЛС AN/TPS-70 встановлено центральний передавач, який спрямовує енергію крізь тракт НВЧ, що складається з циркулятора (витрати 0,35 дБ), смугового фільтру (витрати 0,2 дБ), антенного перемикача (витрати 0,1 дБ), спрямованого відгалужувача (витрати 0,2 дБ), випромінювача (витрати 0,1 дБ) та шару захисного покриття (0,5 дБ). У ланцюгу приймача додатково встановлено захисний пристрій (витрати 0,5 дБ).

Система обробки сигналу (цифрова) складається з АЦП (ADC – витрати 0,2 дБ), узгоджувального або смугового фільтра-формуєча квадратурних сигналів (I/Q – витрати 1,4 дБ), фільтра стискання сигналу (LFM – витрати 1,4 дБ), системи придушення пасивних завад (MTD/MTI – витрати 1,8/3,3 дБ) та безпосередньо детектора цілей (CFAR – витрати до 3 дБ). Типова схема сигнальної обробки зображена на рисунку 3.22.

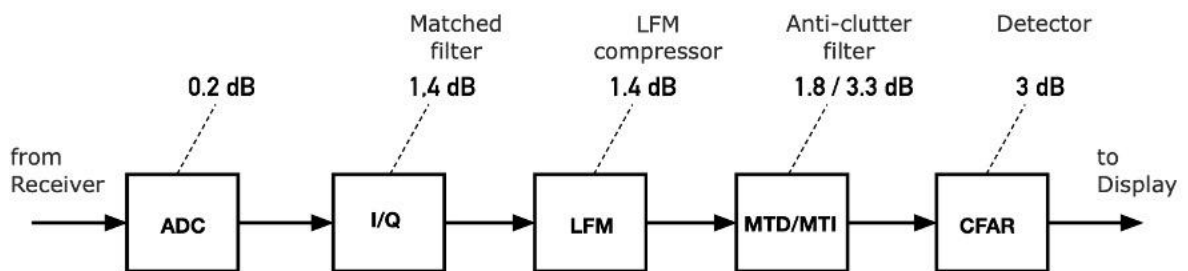


Рисунок 3.22 – Типова схема системи сигнальної обробки закладена до розрахункової моделі у DAPAR

РЛС AN/TPS-70, на відміну від моделі закладеною за замовченням у DAPAR, містить розгалужувач потужності з витратами 1 дБ, які потрібно ввести до моделі у меню Losses, як наведено на рисунку 3.23.

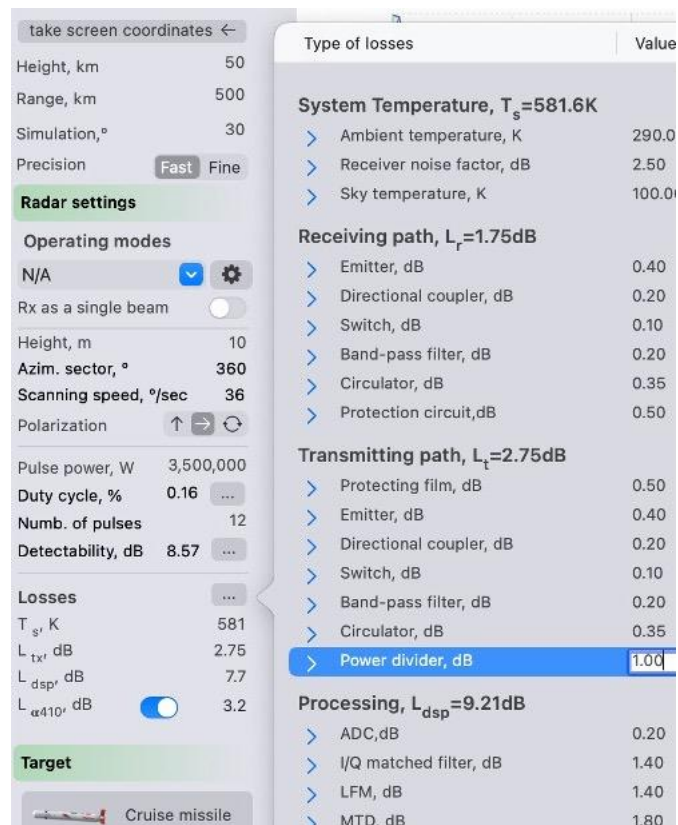


Рисунок 3.23 – Введення даних у DAPAR

Врахування максимального атмосферного послаблення сигналу за рахунок його подвійного розповсюдження у моделі стандартної атмосфери (2.52) приведеній до висот 10 км виконується автоматично, з відображенням кінцевого результату розрахованого для траси довжиною 410 км як  $L_{\alpha 410}$  (3,2 дБ у нашому випадку) у вікні програми. В середовищі програми використовується параметр  $L_{\alpha}$ , що перераховується окремо для кожної кутомісної точки ДС.

Параметри цілі вводяться до групи Target програми DAPAR (рис. 3.24):

- ЕПР цілі (RCS) – 1,7 м<sup>2</sup>;
- висота польоту (Altitude) – 25 км;
- відстань початку траєкторії ( Distance) – 400 км.



| Target                                                                                         |        |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
|  F-16 fighter |        |
| RCS, m2                                                                                        | 1.7    |
| Altitude, m                                                                                    | 25,000 |
| Distance, km                                                                                   | 400    |
| Speed, m/s                                                                                     | 300    |

Рисунок 3.24 – Введення параметрів цілі у DAPAR

Параметри середовища розповсюдження та активація моделей спотворення сигналу вводяться до групи Environment як показано на рисунку 3.25.



| Environment                             |              |
|-----------------------------------------|--------------|
| <div>Interf. Diffr. Diver. Ground</div> |              |
| Surface                                 | Average soil |
| Vegetation                              | grass        |
| Roughness, m                            | 1            |

Рисунок 3.25 – Введення параметрів середовища поширення сигналу

Спочатку активуються типи моделей обчислення:

- інтерференція (Interf. – for the Interference effect);
- дифракція (Diffr. – for the Diffraction effect);
- дивергенція (Diver. – for the Divergence effect);
- модель земної поверхні (Ground – for the Ground effect).

Далі встановлюються типи земної поверхні, які впливають на властивості поглинання та віддзеркалення електромагнітної хвилі при взаємодії з земною поверхнею:

- для меню Поверхня (Surface) – середня почва (Average soil);
- для меню Рослинність (Vegetation) – трава (grass);

– для меню Нерівність (Roughness) – 1 м.

Як результат отримуємо зону виявлення, зображену на рисунку 3.26.

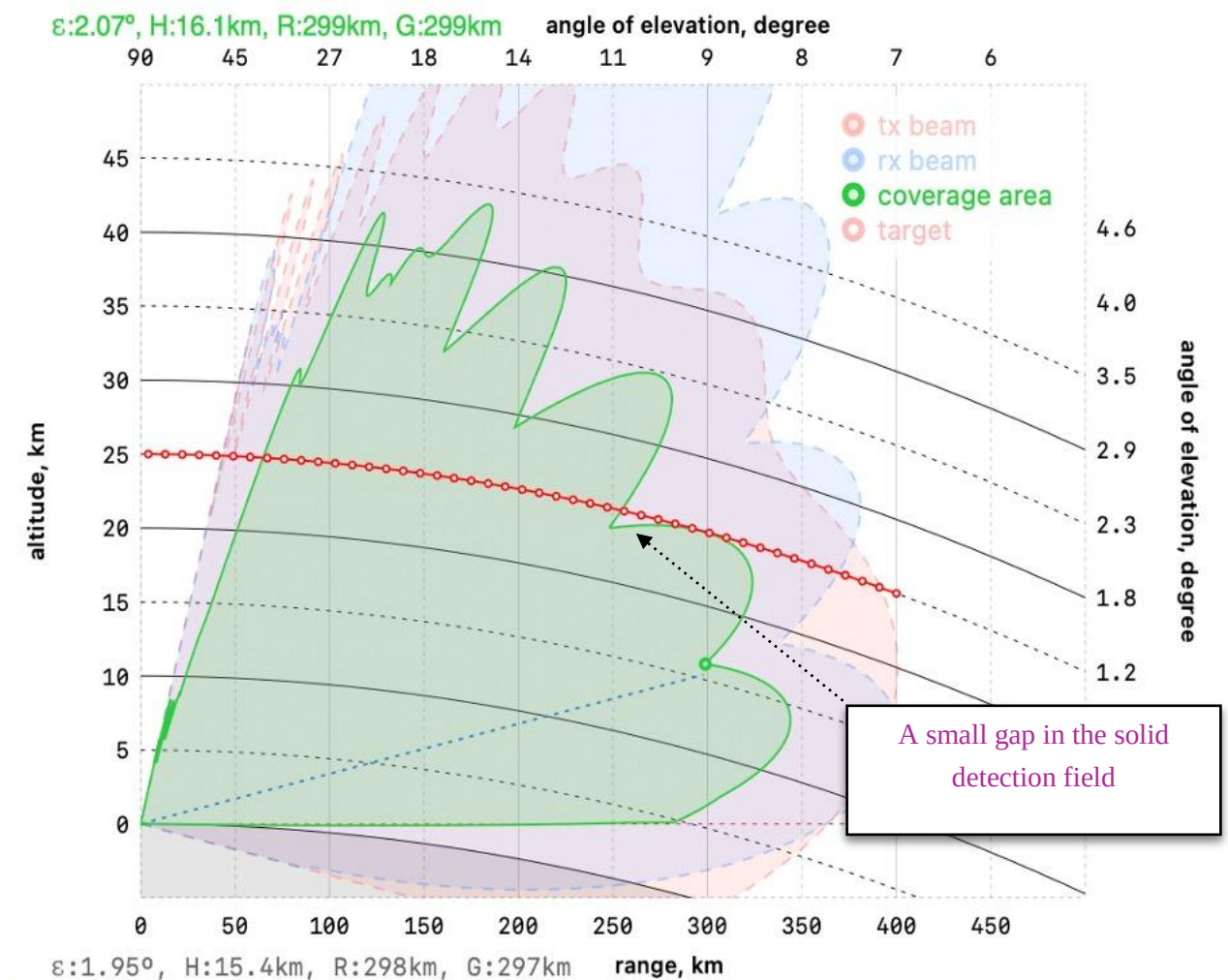


Рисунок 3.26 – Зона виявлення AN/TPS-70, неоптимізована  
(зелена – зона виявлення, червона зона – розподіл передавальної енергії,  
синя зона – розподіл приймального потенціалу,  
червона крива з точками – траса цілі)

Отримана зона виявлення забезпечує максимальну відстань виявлення 300 км, але також має недолік за рахунок існування невеликого «провалу» у виявленні за висотами нижче 25 км, на відміну від наведеної для AN/TPS-70. Щоб нівелювати це не співпадіння, можливо змінити розташування автоматично-обчислених приймальних променів на більш щільне для другого

та третього променю з одночасним зсувом центральної пелюстки передавальної діаграми вгору, як показано на рисунку 3.27.

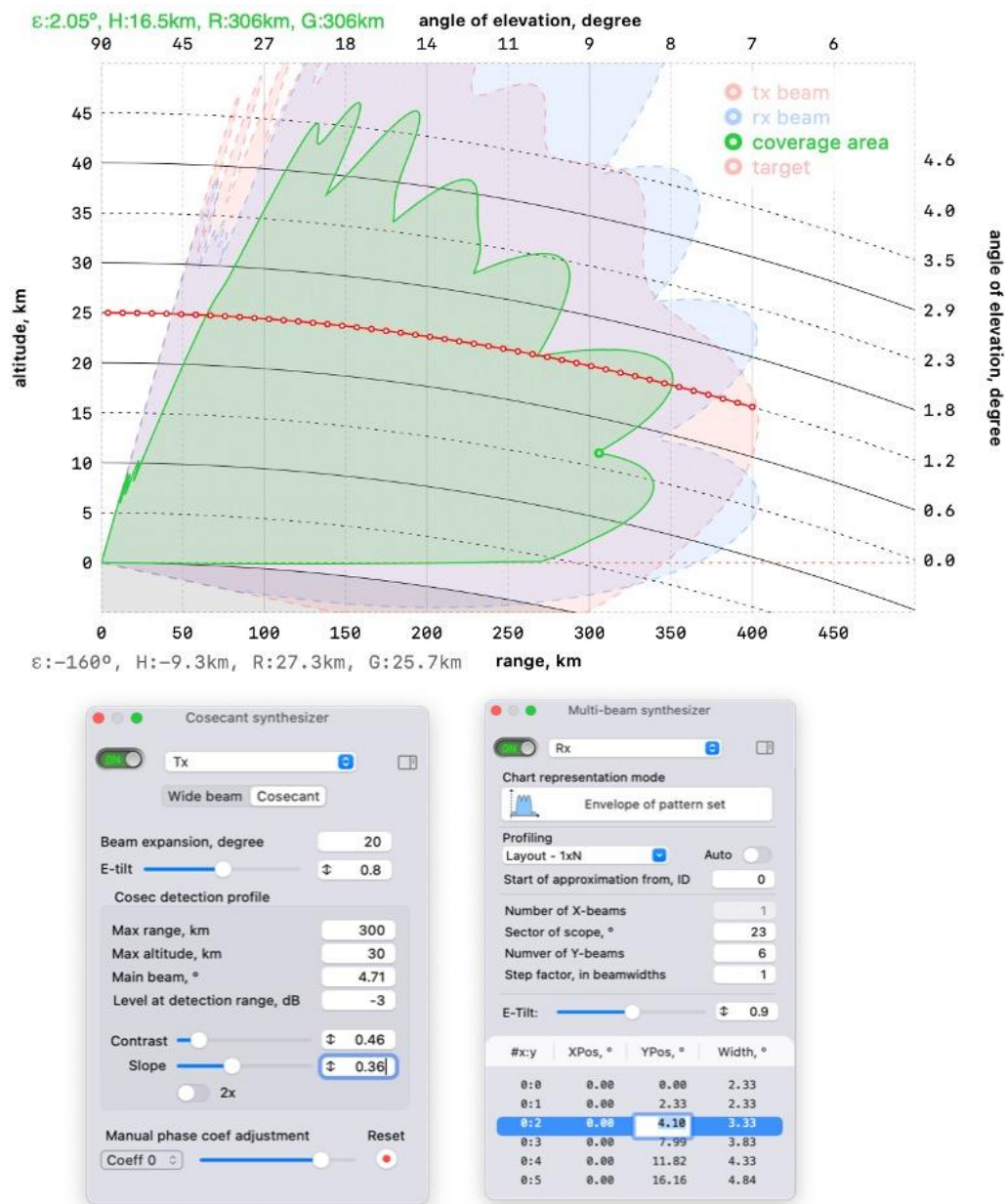


Рисунок 3.27 – Зона виявлення після оптимізації положення променів

При цьому, у виявленні «знизу», на кутах менших за 1 градус, начебто утворюється ще більша нестача потенціалу (270 км замість потрібних 297) після переміщення максимуму передавальної пелюстки вгору, але ця зона буде формуватися в першу чергу явищами інтерференції, які можливо

побачити на рисунку 3.28, де зображено ту ж саму зону, але після застосування моделі розповсюдження (параметр **Use a propagation model** активовано).

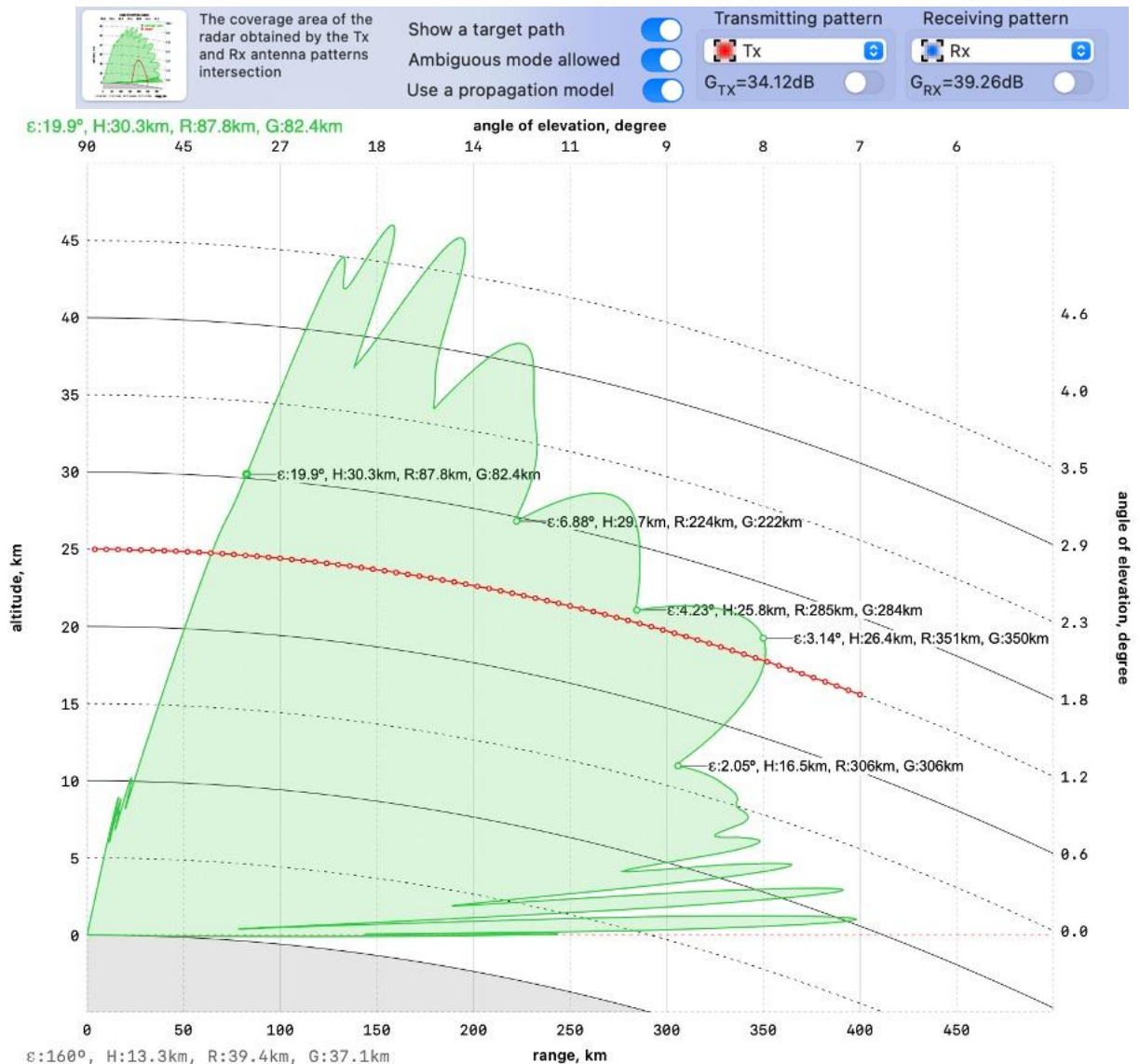


Рисунок 3.28 – Зона виявлення після оптимізації положення променів та із застосуванням моделі розповсюдження

Якщо порівняти базову зону (рис. 3.4) та отриману зону (рис. 3.28), можна побачити, що за площею покриття отримана за допомогою DAPAR зона забезпечує більш стає виявлення у межах кута  $0...20$  градусів, 25 км за

висотою та 300 км за відстанню, а сама модель розрахунку забезпечує більш детальну оцінку зони виявлення.

Додатково інформаційна модель покладена у програму DAPAR може проводити оцінку зон виявлення для випадку, коли ціль рухається на сталій висоті, або коли ціль очікується на запланованій відстані.

Для випадку коли ціль займає сталу висоту потрібно встановити значення висоти польоту. Наприклад, якщо потрібно визначити трасу виявлення для висоти польоту цілі 1000 м, введемо її у поле **F(r) at the Altitude** та ввімкнемо режим побудови зони за відстанню до цілі, як показано на рисунку 3.29.

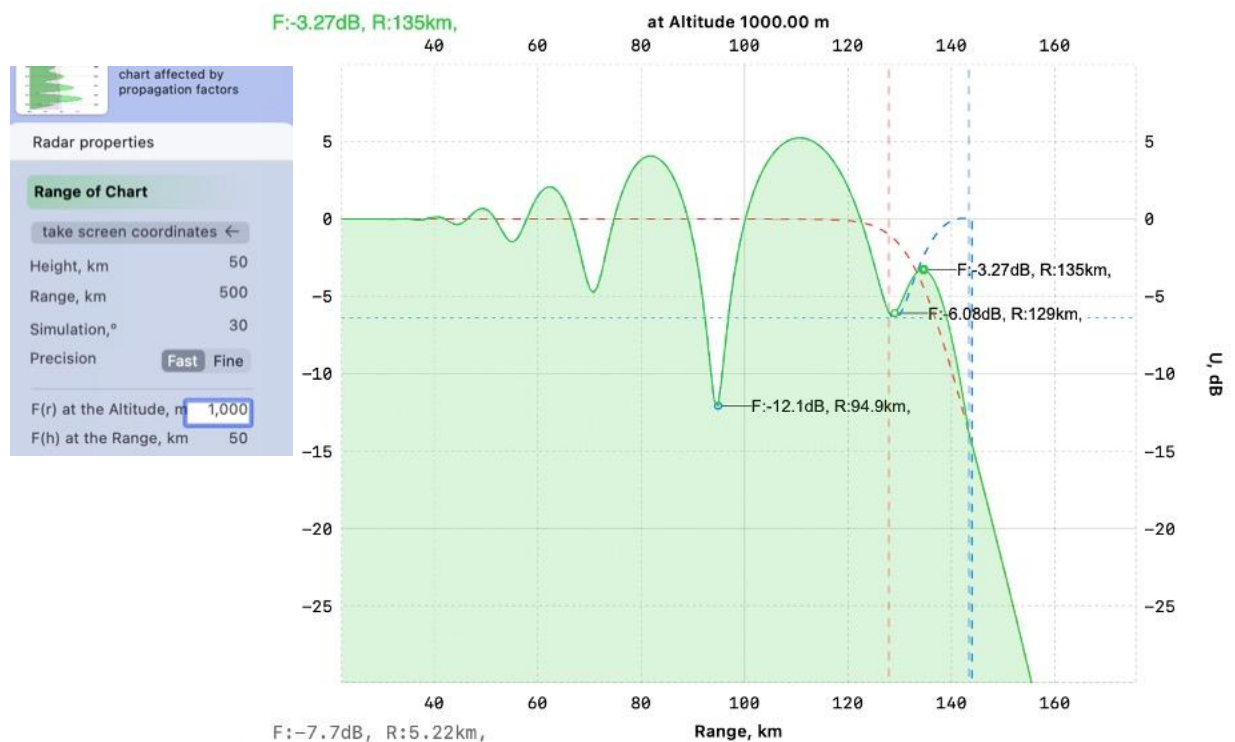


Рисунок 3.29 – Рівень сигналу за відстанню, для цілі зі сталою висотою польоту (зелений – рівень сигналу, червоний пунктир (крива) – зона прямої видимості, синій пунктир (крива) – зона дифракційного підсилення)

З рисунка 3.29 видно, що завдяки інтерференції сигналу, з високою ймовірністю буде спостерігатись зникнення виявлення цілей на відстанях, де рівень сигналу зменшується на рівень, більший ніж 3 дБ. Також спостерігається несуттєве підсилення рівня сигналу за зоною прямої видимості, що є причиною поодиноких «загоризонтних» виявлень цілей.

Для випадку, коли ціль очікується на запланованій відстані, потрібно встановити значення відстані у поле **F(h) at the Range**, наприклад 50 км. Результат моделювання рівня сигналу за висотами показано на рисунку 3.30.

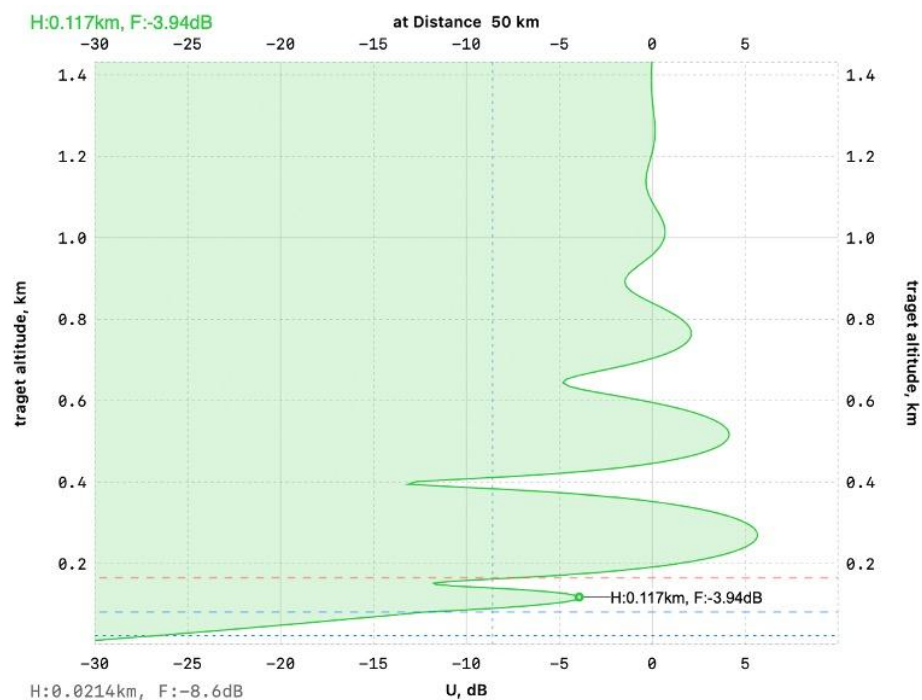


Рисунок 3.30 – Рівень сигналу за висотою, для цілі зі сталою відстанню польоту (зелений – рівень сигналу, вище червоного пунктиру – зона прямої видимості, вище синього пунктиру – зона дифракційного підсилення)

### 3.3 Приклад 2. РЛС AN/TPS-59

Усі характеристики радару AN/TPS-59, бралися з [1] та далі використовувалися у якості базових даних для моделювання (табл. 3.3 та рис. 3.31).

Таблиця 3.3 – Базові характеристики РЛС AN/TPS-59

| Параметр                               | Значення          | Параметр                                                   | Значення           |
|----------------------------------------|-------------------|------------------------------------------------------------|--------------------|
| Діапазон частот                        | L                 | Імпульсна потужність                                       | 46 кВт             |
| Довжина імпульсу                       | 0.18 мс,<br>1 мс  | Частота випромінювання                                     | 180 Гц,<br>625 Гц  |
| Середня потужність                     | 8.3 кВт           | Ширина ДС кутомісна                                        | 1.6°               |
| Ширина ДС за азимутом                  | 3.2°              | Поляризація                                                | горизон-<br>тальна |
| Ефективна площа антени                 | 30 м <sup>2</sup> | Час на огляд азим.<br>сектору                              | 89 мс              |
| Швидкість сканування                   | 6 об./хв.         | Кутомісний сектор<br>огляду                                | 19°                |
| Сектор за<br>максимальною<br>відстанню | 1.7°              | Відстань виявлення<br>(Pd=0.9, ЕПР цілі 1 м <sup>2</sup> ) | 370 км             |
| Шумова температура                     | 540 К             | Смуга сигналу                                              | 2.5 МГц            |
| Кількість імпульсів                    | 25                | Кількість променів<br>дальнього виявлення                  | 8                  |
| Підсилення антени                      | 38.9 дБ           | Кількість променів<br>ближнього виявлення                  | 11                 |

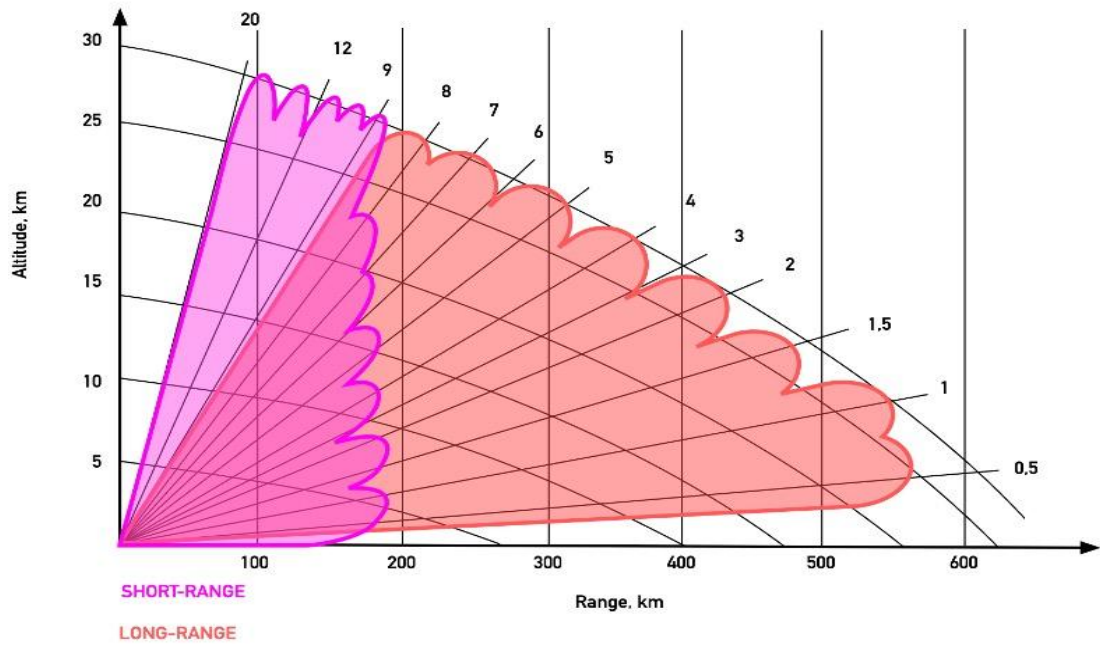


Рисунок 3.31 – Базові зони виявлення РЛС AN/TPS-59



Рисунок 3.32 – Зовнішній вигляд РЛС AN/TPS-59  
(фото з інтернету *Author: Roman Yurek, U.S. Marine Corps*)

### 3.3.1 Створення проекту AN/TPS-59

Шаблон антени AN/TPS-59 вбудовано до програми DAPAR, тому достатньо при створенні нового проекту просто обрати потрібний шаблон (рис. 3.33) та натиснути кнопку Next.

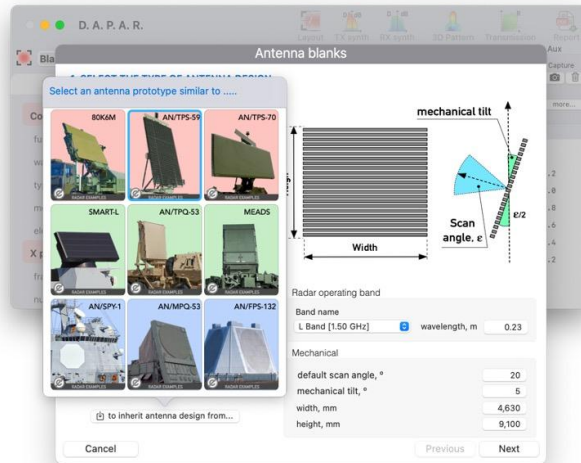


Рисунок 3.33 – Вибір шаблону антени AN/TPS-59

### 3.3.2 Розробка передавальної антени

РЛС AN/TPS-59 має просту за побудовою антенну систему, яка складається із 54 рядків антенних випромінювачів, кожен з яких під'єднано до окремого приймально-передавального модуля. Тобто, передавальна антена використовує ті самі випромінювачі, що і приймальна [18]. В свою чергу це робить їх ДС в азимутальній площині однаковими. Відомо [23], що антенний випромінювач був спроектований із розрахунку отримання низького рівня бічної пелюстки (приблизно від -29 до -30 дБ). Тож якщо встановити в параметрах передавальної антени розподіл Тейлора та рівень БП мінус 30 дБ, отримаємо ширину променя за азимутом  $\Theta_x = 3,16^\circ$  та підсилення  $G_a = 39,18$

дБ, що майже близько до оригінального значення  $3,2^\circ$  і  $38,9$  дБ. Для побудови передавальної діаграми вагова функція не застосовується, тому що всі модулі мають однакову потужність, тобто в параметрах розподілу в площині Y потрібно обрати прямокутний розподіл (**Rect**). Розраховані параметри зображено на рисунку 3.34.

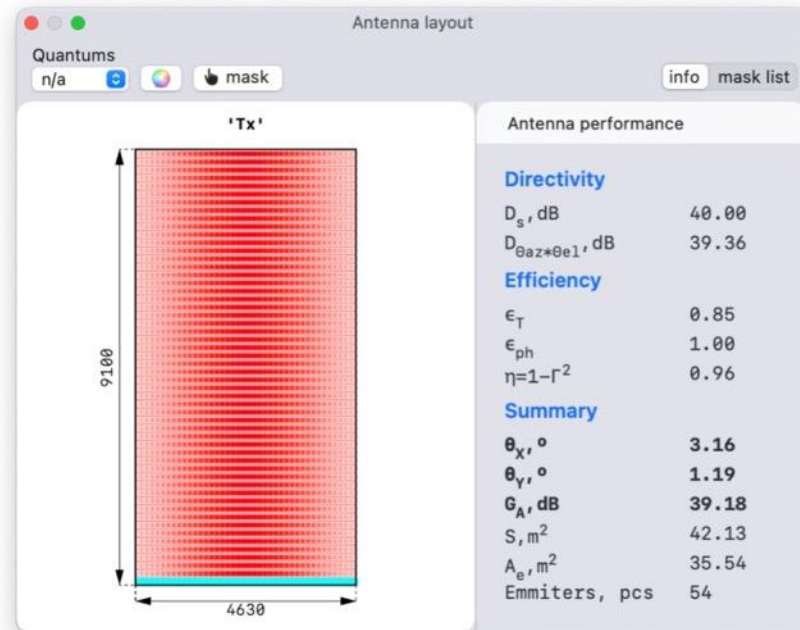


Рисунок 3.34 – Параметри передавальної антени AN/TPS-59

### 3.3.3 Розробка приймальної антени

Для проектування приймальної решітки потрібно обрати функцію АФР, тому що вагові коефіцієнти можуть бути застосовані під час утворення променів у системі цифровій системі. Частіше для синтезу антен, особливо у цифровому вигляді, обирається розподіл Тейлора з рівнем БП мінус 30 дБ. За умови його використання отримаємо ширину променю у кутомісній площині  $\Theta_y = 1,54^\circ$ , що близько до оригінального значення  $1,6^\circ$ . При цьому

підсилення антени буде трохи меншим 38,06 дБ, у порівнянні до передавальної (рис. 3.35).

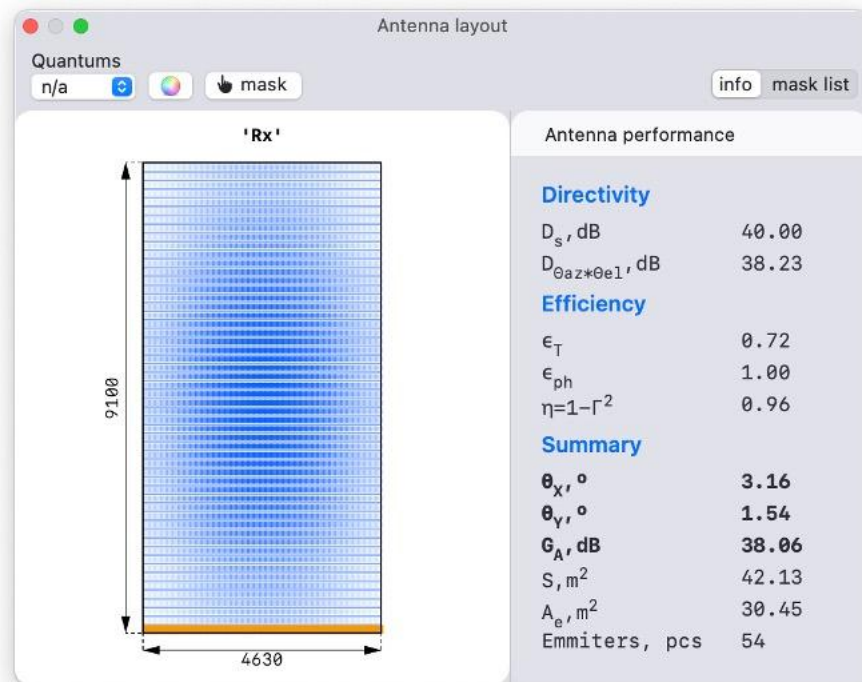


Рисунок 3.35 – Параметри приймальної антени AN/TPS-59

Відомо що РЛС AN/TPS-59 робить огляд простору у два прийоми: спершу, послідовно формує вісім променів для огляду сектору від 0 до 8 градусів (нижня зона) на максимальній відстані до 840 км, потім формує 11 променів для огляду ближньої зони у секторі приблизно від 0 до 19 градусів. Для моделювання такого режиму у програмі DAPAR знадобиться віртуальна копія приймальної антени з ім'ям, наприклад, Rx11.

Створимо приймальну решітку з 8 променів для антени Rx нижньої зони огляду. Для покращення виявлення на межах перетину ДС у вертикальній площині розташуємо промені із більш щільним шагом, наприклад 1 градус (рис. 3.36). Також відомо, що задля покращення виявлення два перших промені розташовано на відстані 0,8 градуса у AN/TPS-59.

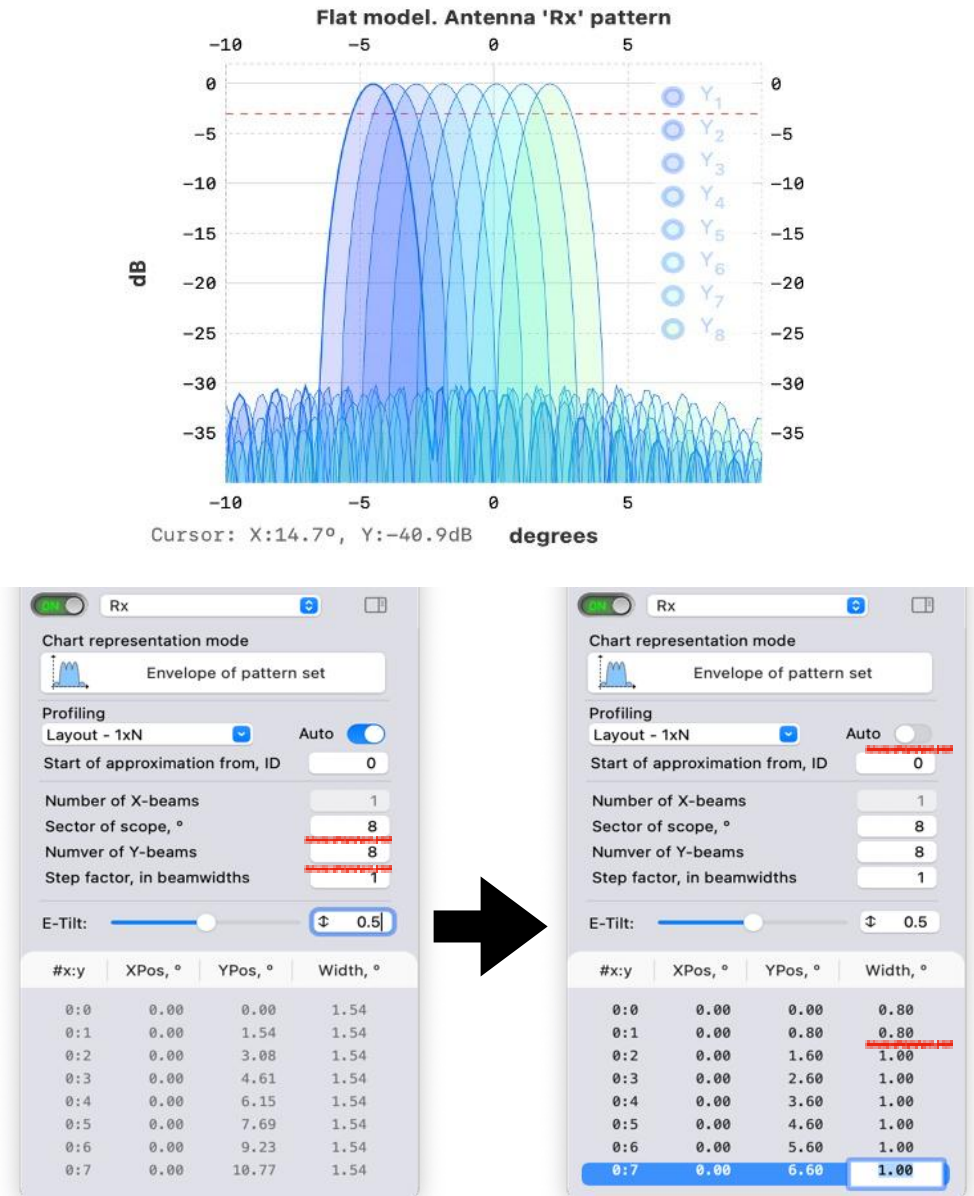


Рисунок 3.36 – Створення приймальної решітки для нижньої зони огляду AN/TPS-59

Аналогічно створимо приймальну решітку з 11 променів для антени Rx11 верхньої зони огляду у автоматичному режимі (рис. 3.37).

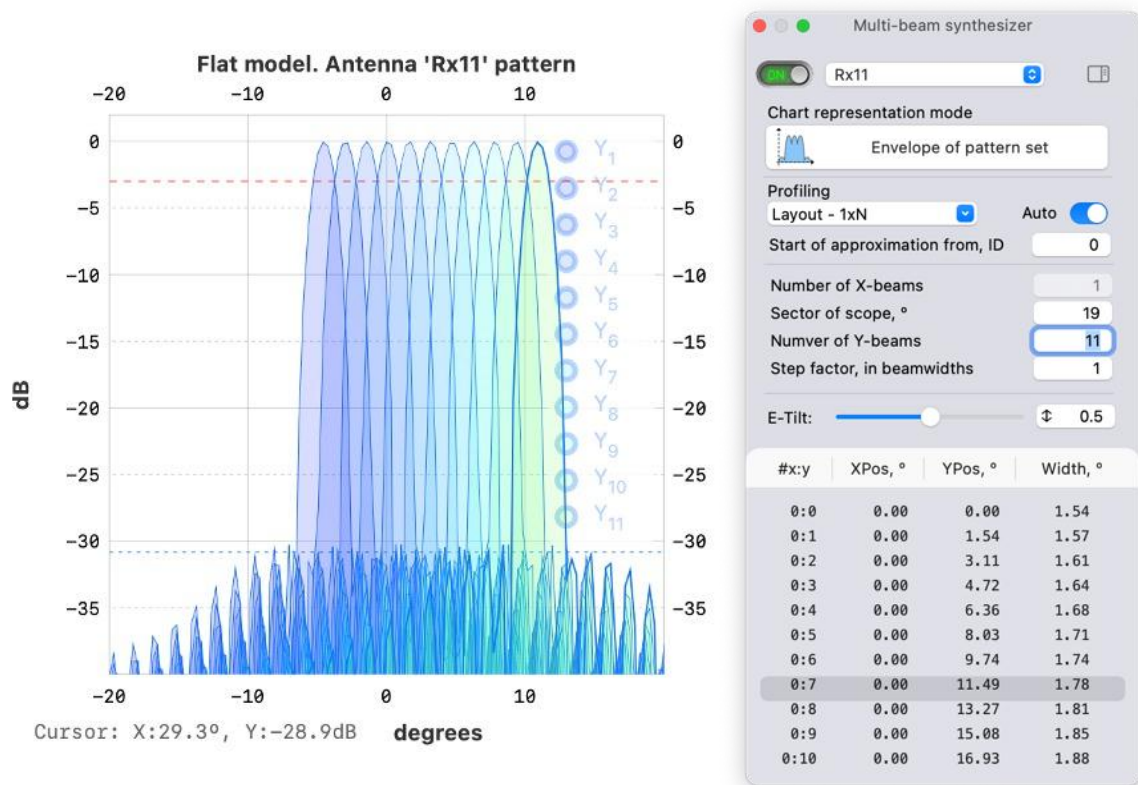


Рисунок 3.37 – Створення приймальної решітки для верхньої зони огляду  
AN/TPS-59

### 3.3.4 Моделювання зони виявлення

Для моделювання зони виявлення потрібно ввести наступні параметри РЛС до програми DAPAR:

- висота фазового центру антени (Height) – 10 м;
- сектор огляду (Azim. Sector) – 360°;
- швидкість сканування (Scanning speed) – 36°/с;
- поляризація (Polarization) – горизонтальна;
- імпульсна потужність (Pulse power) – 46000 Вт;
- прогальність (Duty cycle) - 18%, (або відповідно довжина імпульсу (Pulse length) – 5500 мкс, та період випромінювання (Time period) – 1000 мкс);

- кількість імпульсів у накопиченні (Numb. of pulses) – 1;
- фактор виявлення (Detectability), дБ – 17,3 дБ (для вірогідності  $P_d = 0.9$ ,  $F_a = 1e-6$ , режиму – Diversity, кількості частот ( $n_c$ ) – 2 ).

Витрати через шумову температуру системи можна ввести безпосередньо як 540 К.

Для імітації цілі введіть наступні параметри:

- ЕПР (RCS) –  $1\text{ м}^2$ ;
- висота польоту (Altitude) – 20000 м;
- відстань траєкторії (Distance) – 500 км.

Для максимізації відстані виявлення встановимо передавальну і приймальну ДС так, щоб рівень зони виявлення дорівнював 0.7 (мінус 3 дБ) від максимуму та знаходився на межі 0 градусів, як показано на рисунку 3.38.

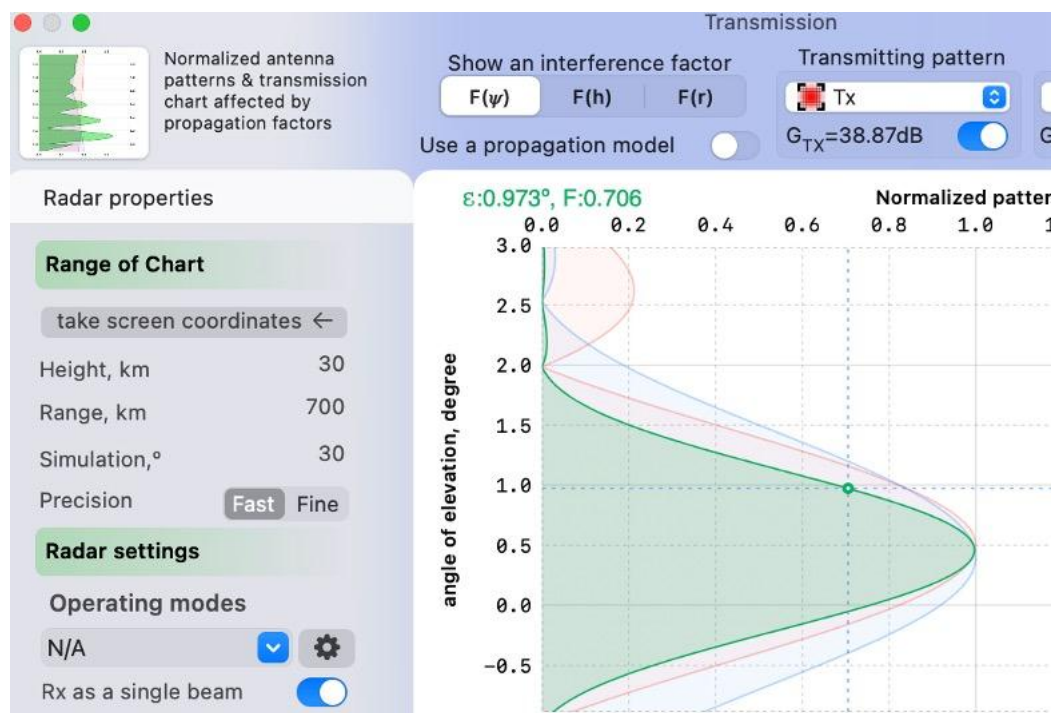


Рисунок 3.38 – Розташування перших променів Tx та Rx

Перейдемо до огляду зони виявлення, яка наведена на рисунку 3.39.

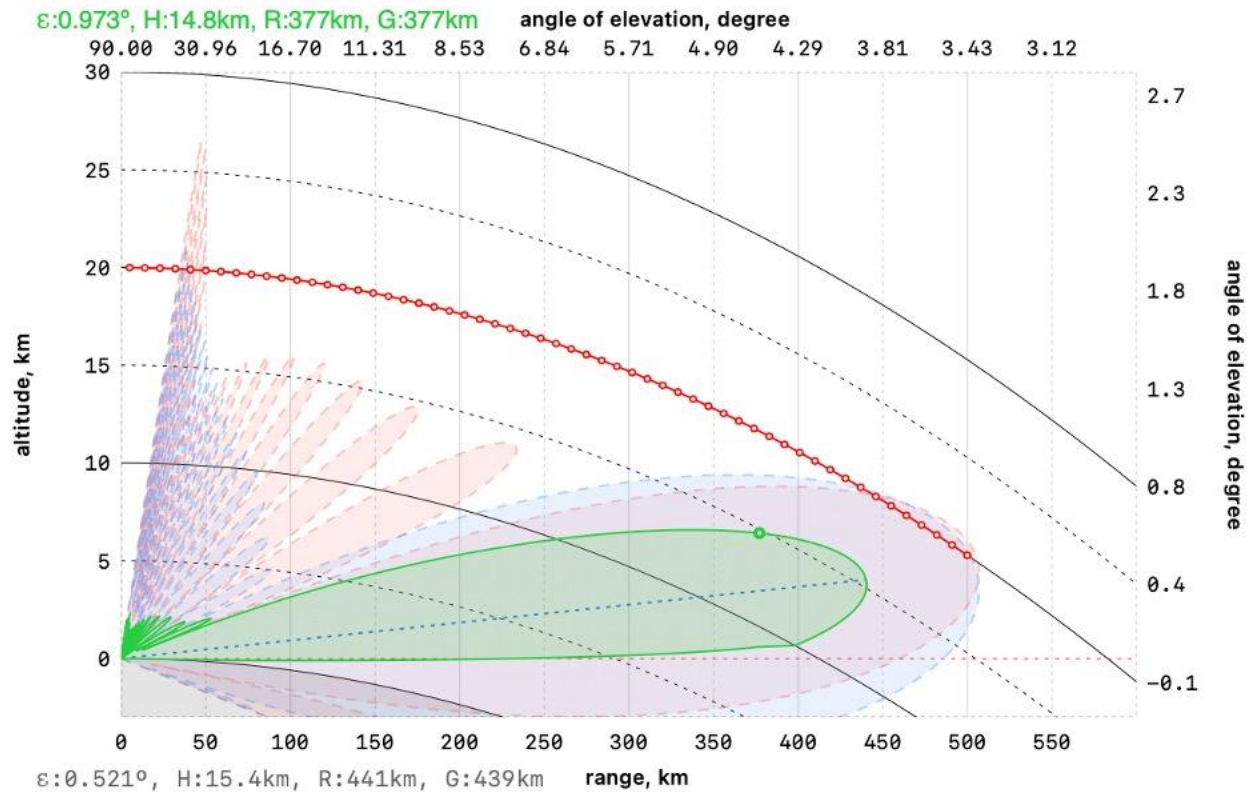


Рисунок 3.39 – Розрахована гранична зона виявлення AN/TPS-59 за першим променем (зелений – зона виявлення для цілі з ЕПР=1м<sup>2</sup>, червоний – положення передавальної ДС, синій – положення приймальної ДС)

Як видно з рисунку 3.39, відстань виявлення для цілі з ЕПР 1м<sup>2</sup>, дорівнює 377 км (зелена точка на рівні мінус 3 дБ) і майже співпадає з заявленою відстанню для AN/TPS-59 у 370 км (табл. 3.3).

Для синтезу повної зони виявлення з урахуванням особливого режиму випромінювання та обробки сигналу у двох зонах (нижній та верхній) потрібно створити сценарій роботи РЛС у відповідній частині DAPAR, спираючись на опис режимів випромінювання з [18].

Для нижньої зони виявлення відомо, що РЛС випромінює по одному імпульсу для окремого положення променю з використанням режиму Diversity (два послідовних імпульсу на різних частотах), та змінну частоту повторення (період підібрано так, щоб завжди забезпечити висоту огляду не

менш ніж 30 км). У програмі DAPAR реалізовано можливість автоматичного розрахунку частоти повторення відповідно до заданої висоти виявлення та положення окремого променя у просторі (рис. 3.40).

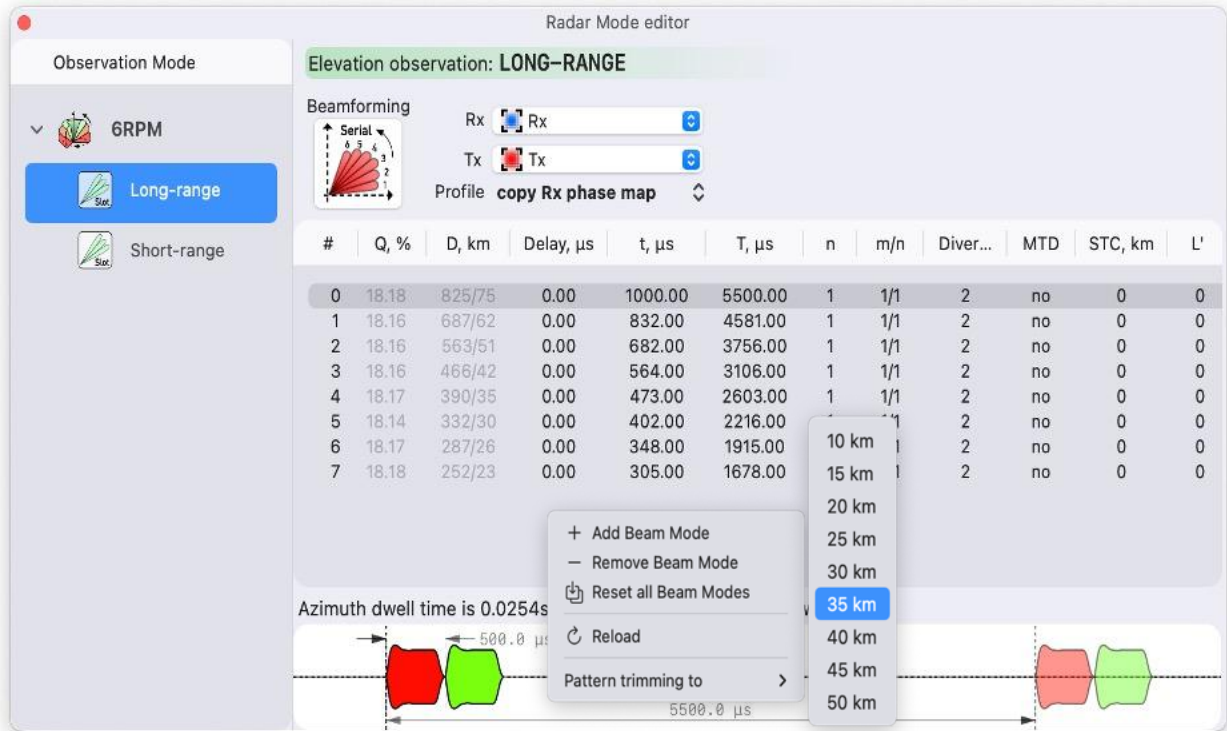


Рисунок 3.40 – Створення сценарію огляду для нижньої зони з дотриманням мінімальної прогальності передавача 18%

Для верхньої зони для перших трьох променів використовується алгоритм захисту від пасивних завад – ЧПК складений з трьох імпульсів, а надалі по одному імпульсу для кожного положення променя. Принцип досяжності 30 км відмітки за висотою виявлення зберігається для кожного променя при розрахунку періоду випромінювання (рис. 3.41).

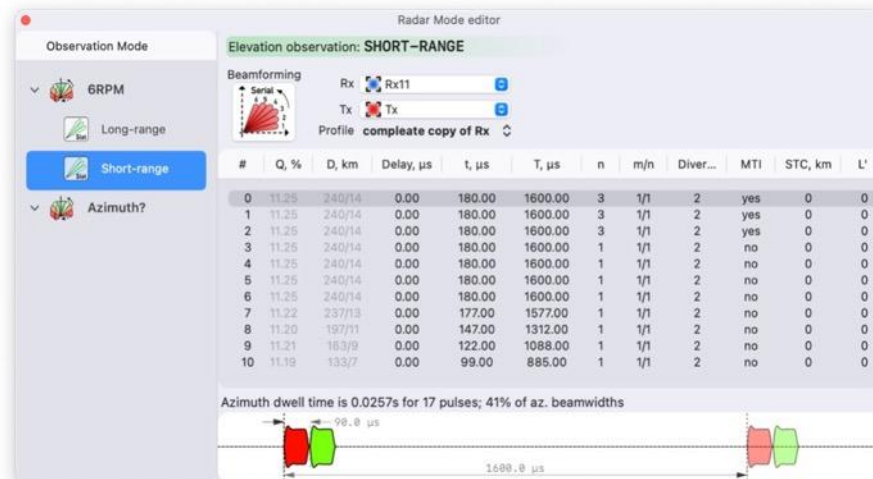


Рисунок 3.41 – Створення сценарію огляду для верхньої зони з дотриманням мінімальної прогальності передавача 18%

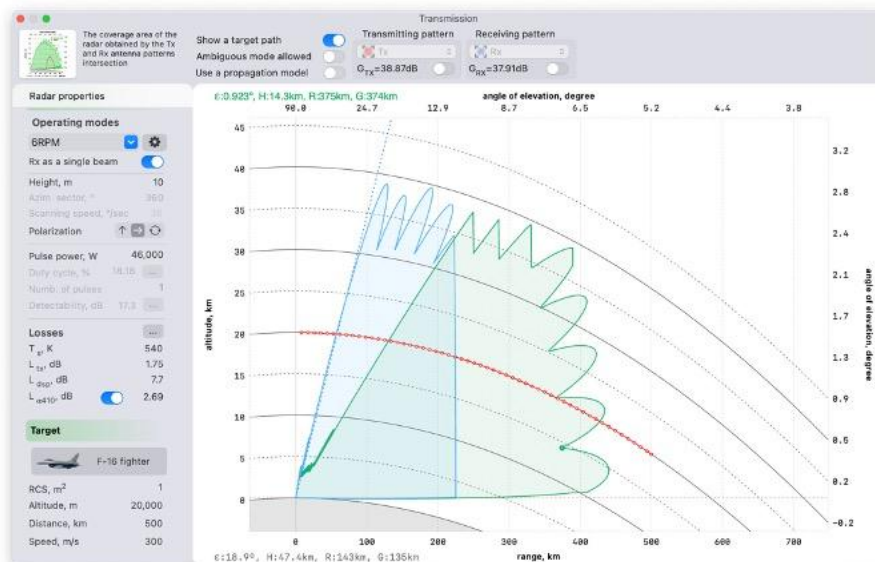


Рисунок 3.42 – Розрахована повна зона виявлення AN/TPS-59 для цілі з ЕПР = 1 м<sup>2</sup> (зелений – нижня зона виявлення, синій – верхня зона виявлення)

Як видно з зони виявлення AN/TPS-59 (рис. 3.42), інформаційна модель, закладена у DAPAR, дозволяє моделювати зони виявлення РЛС

навіть із урахуванням складних режимів випромінювання для кожного окремого променя та відтворювати зони огляду, враховуючи фізичні обмеження, коли потенціал зон «підрізається» періодом випромінювання.

## ВИСНОВКИ

Під час виконання роботи було розглянуто можливість створення універсальної інформаційної енергетичної моделі потенціалу сучасної РЛС, за рахунок якої було б можливо отримувати зону виявлення цілей.

Розглянуто різні види основного рівняння радіолокації та виявлено основні їх недоліки для використання у якості первинних виразів для побудови моделей сучасних РЛС. Було обрано найбільш зручну форму запису рівняння радіолокації та модифіковано її для створення моделі.

В процесі побудови інформаційної моделі сучасної РЛС було враховано основні фактори, що впливають на обчислення зони виявлення цілей. Розробка моделі для розрахунку зони виявлення базувалась структурі РЛС з фазованою антеною решіткою. Для перевірки можливостей моделі було створено програмне забезпечення D.A.P.A.R., яке здатне аналізувати параметри різноманітних фазованих антенних решіток та обчислювати їх повні діаграми спрямованості, потенціал режимів роботи РЛС, енергетично-статистичні властивості різних алгоритмів виявлення та здійснювати обчислення явищ поширення сигналу уздовж земної поверхні. Особливістю реалізації D.A.P.A.R. є використання паралельних багатоядерних обчислень (512 ядер та більше) для реалізації алгоритму моделі, що в десятки разів швидше за аналогічні системи та дозволяє детально розраховувати явища у зоні інтерференції та дифракції. За допомогою D.A.P.A.R. було проведено розрахунок потенціалу різних за побудовою, але добре відомих за характеристиками РЛС AN/TPS-59 (активна фазована решітка з керованим променем) та AN/TPS-70 (багатопроменева фазована решітка електронним скануванням). Обчислені зони виявлення та відповідні максимальні дальності виявлення цілей співпали з характеристиками РЛС з точністю 1,8% для РЛС AN/TPS-59 (377 замість 370) та 6% для РЛС AN/TPS-70 (279 замість 297), що для є дуже гарним результатом як для теоретичних, так і для практичних застосувань та підтверджує коректність і повноту запропонованої моделі.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Norton K.A. The Maximum Range of a Radar Set / K.A. Norton, A.C. Omberg // Proc. IRE. – Vol. 35. – No. 1, January 1947. – 4-24 с.
2. Hall W.M. Prediction of Pulse Radar Performance / W.M. Hall // Proc. IRE. – Vol. 44. – No. 2, February 1956. – 224-231 с.
3. Blake L.V. Radar Range-Performance Analysis / L.V. Blake. – Lexington, MA: D. C. Heath, 1980. – 472 с.
4. Barton D.K. Radar Equations for Modern Radar / D.K. Barton // Artech House, 2012. – 448 с.
5. MATLAB. Radar Toolbox: Design, simulate, and test multifunction radar. [Електронний ресурс]: Режим доступу: <https://www.mathworks.com/help/radar/> .
6. Barton D.K. Modern Radar System Analysis Software and User's Manual: Version 3.0 / D.K. Barton. – Norwood, MA: Artech House, 2007. – 158 с.
7. Chenn Z.N. Handbook of Antenna Technologies / Z.N. Chenn, D.L. Hisamatsu, N.X. Qing, T. Zwick // Singapore: Springer Reference, 2016. – 3500 с.
8. Kerr D.E. Propagation of short radio waves / Ed. by Donald E. Kerr/ UK: Short Run Press Ltd., 1990.
9. Kun Y.A Round Earth Loss Model and Small-Scale Channel Properties for Open-Sea Radio Propagation / Kun Yang, A. Molisch, T. Ekman, T. Roste, M. Berbineau // IEEE Transaction on Vehicular Technology. – July, 2019. – 11 с.
10. Molisch A.F. Wireless Communications: 2nd edition / A.F. Molisch // IEEE Press. – Wiley, 2011.
11. Kahma K. Measuring and Analysing the Directional Spectra of Ocean Waves / K. Kahma, D. Hauser, H.E. Krogstad, S. Lehner, J.A.J. Monbaliu, L.R. Wyatt // EU Publication Office, 2005. – 465 с.

12. Karasawa Y. Characteristics of L-Band Multipath Fading due to Sea Surface Reflection / Y. Karasawa, T. Shiokawa // IEEE Transaction on antenna and propagation – June 1984, – Vol. AP-32. – №6.
13. Smith B.J. Geometrical Shadowing of a Random Rough Surface / B.J. Smith // IEEE Transaction on antenna and propagation. – Sep 1967, – Vol. AP-15, – №5.
14. Parsons J. D. The Mobile Radio Propagation Channel / J. D. Parsons/ NY: John Wiley & Sons, 2000.
15. Propagation by diffraction // ITU-R Recommendation. – Aug. 2014, – P. 526-13.
16. Molisch A.A Round Earth Loss Model and Small-Scale Channel Properties for Open-Sea / Kun Yang, A. Molisch, T. Ekman, T. Roste, M. Berbineau // IEEE Transaction on Vehicular Technology. – July 2019. – 11 c.
17. Radio Propagation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – July 2019.
18. Barton D.K. Radar System Analysis and Modeling / D.K. Barton. – Norwood, MA: Artech House, 2005. – 566 c.
19. DiFranco J.V. Radar Detection / J.V. DiFranco, W.L. Rubin / Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1968; Artech House, 1980. – 670 c.
20. Бартон Д. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард. – М: Сов. радио, 1976. – 392 с.
21. Van Vleck J.H. Atmospheric Attenuation. Chapter 8, Sections 8.1-8.3 in Propagation of Short Radio Waves / Edited by Donald E. Kerr. // Vol. 13 in MIT Radiation Laboratory Series. New York : McGraw-Hill, 1951.
22. Skolnik M.I. Radar Handbook, Third Edition (Electronics) / Merrill I. Skolnik / The McGraw-Hill Companies, 2008. – 1328 c.
23. Kinsey R.R. The AN/TPS-59 Antenna Row-Board Design / Richard R. Kinsey / IEEE S-MTT International Microwave Symposium (12-14 June 1974), Atlanta, GA, USA – 1974.