

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

магістра

(ступінь вищої освіти)

на тему МОДЕЛЮВАННЯ ЗОНИ ВИЯВЛЕННЯ ТРИКООРДИНАТНОЇ
РЛС

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-213М

Спеціальності _____

172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Радіотехніка»

БОГЕР С.В.

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник БУГРОВА Т.І.

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент _____

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

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

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК
 «24» грудня 2024 року



ЗАВДАННЯ
 НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА

БОГЕРУ Станіславу Володимировичу

(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Моделювання зони виявлення трикоординатної РЛС

керівник проєкту (роботи) к.т.н., доц. БУГРОВА Тетяна Іванівна

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від "25" вересня 2024 року № 386


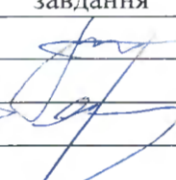


2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 15 грудня 2024 р.

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Моделювання зони виявлення цілей РЛС та обчислення її потенціалу.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Огляд джерел, удосконалення методу оцінки потенціалу сучасної РЛС із фазованою антенною решіткою в якості антени, розрахунок коефіцієнта підсилення антени, розрахунок умов поширення радіолокаційних сигналів.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) презентація роботи в Microsoft PowerPoint

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	БУГРОВА Т.І., к.т.н., доцент		
Нормо-контроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання «02» вересня 2024 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

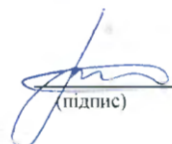
№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Огляд літератури	02.09-01.10	виконано
2	Вибір методів оцінки потенціалу РЛС	02.10-14.10	виконано
3	Розрахунок коефіцієнта підсилення ФАР у складі РЛС	14.10-24.10	виконано
4	Моделювання поширення радіолокаційного сигналу в навколишньому середовищі	24.10-02.11	виконано
5	Оформлення пояснювальної записки	02.11-02.12	виконано
6	Перевірка ПЗ на доброчесність	08.12	виконано
7	Підготовка доповіді та презентації	10.12	виконано
8	Захист магістерської роботи		

Студент(ка)


 (підпис)

Станіслав БОГЕР
 (ім'я, ПРИЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)


 (підпис)

Тетяна БУГРОВА
 (ім'я, ПРИЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка магістерської роботи: 96 с., 5 табл, 51 рис., 18 джерел.

ЗОНА ВИЯВЛЕННЯ, ЙМОВІРНІСТЬ ВИЯВЛЕННЯ, РЛС, ЕНЕРГЕТИЧНИЙ ПОТЕНЦІАЛ, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTІ, ФАР, КОЕФІЦІЄНТ СПРЯМОВАНОЇ ДІЇ, ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ, ДИФРАКЦІЯ, РОЗСПЮВАННЯ.

Мета роботи – моделювання зони виявлення РЛС, розрахунок ФАР в складі сучасного оглядового трикоординатного радіолокатора.

Об'єкт дослідження – РЛС і фазована антенна решітка у її складі.

Методи дослідження – методи статистичного та чисельного аналізу.

Розглянуто літературні джерела, які містять інформацію про розрахунок потенціалу РЛС та про розрахунок ФАР в складі радіолокаційних комплексів. Здійснено розрахунок коефіцієнта послаблення радіолокаційного сигналу з урахуванням його поширення трасою, розрахунок коефіцієнта виявлення, окремо змодельовано величину втрат потужності РЛС при поширенні в атмосфері з урахуванням впливу процесів дифракції та інтерференції радіохвиль, виконано розрахунки втрат потужності у передавально-приймальному тракті. Розрахунки основних параметрів та характеристик виконувались на прикладі таких РЛС, як AN/TPS -75 та AN/FPS-117. Зони і дальності виявлення цілей співпали з їх відповідниками зі списку тактико-технічних характеристик РЛС з точністю кращою, ніж 1,92% у першому прикладі і 5,98% у другому.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	7
Вступ.....	8
1 Огляд літературних джерел і постановка наукових задач.....	11
1.1 Огляд методів оцінки енергетичного потенціалу РЛС	11
1.2 Засоби математичного і чисельного моделювання РЛС.....	13
1.3 Підсумки	16
2 Моделювання РЛС із застосуванням двовимірного основного рівняння радіолокації.....	17
2.1 Коефіцієнт підсилення ФАР	19
2.2 Моделювання втрат при поширенні радіолокаційного сигналу у просторі	27
2.3 Модель шумової температури антенно-фідерного тракту та приймального пристрою.....	35
2.4 Розрахунок ймовірності виявлення цілі	38
2.5 Розрахунок втрат потужності в передавальному тракті	40
2.6 Втрати потужності сигналу при його атмосферному поширенні.....	41
3 Чисельні результати.....	44
3.1 Програма розрахунку зони виявлення цілі.....	44
3.2 Моделювання трикоординатного тактичного радару дальнього виявлення цілі AN/TPS-75.....	48
3.2.1 Аналіз ФАР передавача.....	54
3.2.2 Розрахунок ФАР приймача	60
3.2.3 Розрахунок зони виявлення цілі локатора AN/TPS-75	64
3.3 Чисельне моделювання зони виявлення цілі для радару AN/FPS-117	79
3.3.1 Введення висхідних даних до моделі радару AN/FPS-117.....	81

3.3.2 Розробка передавальної ФАР радару AN/FPS-117.....	82
3.3.3 Розробка приймальної ФАР радару AN/FPS-117	84
3.3.4 Розрахунок зони виявлення цілі для радару AN/FPS-117	87
Висновки	93
Перелік джерел посилань	95

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

Altitude	– висота (цілі)
DBF	– (Digital Beam Forming) цифрове формування променя діаграми спрямованості
Distance	– дальність (дії РЛС)
MSSL	– (Middle Square Side Lobe) середньоквадратичний рівень бічних пелюсток
Range	– відстань (до цілі)
T/R	– (Transmitter/Receiver) приймально-передавальні модулі
ДПФ	– дискретне перетворення Фур'є
ЕПР	– ефективна площа розсіювання (цілі)
КВП	– коефіцієнт використання поверхні (антенної апертури)
КП	– коефіцієнт підсилення (антени)
КСД	– коефіцієнт спрямованої дії (антени)
ЛЧМ	– лінійна частотна модуляція
НВЧ	– надзвичайно високі частоти
ОПП	– опорно-поворотний пристрій (антени)
ПЧ	– проміжна частота
РЛС	– радіолокаційна станція (радар)
ФАР	– фазована антенна решітка
ЧАРП	– часове автоматичне регулювання підсилення

ВСТУП

Сучасні РЛС, особливо військового призначення, зараз стрімко розвиваються і вдосконалюються. Одним з перспективних напрямків такого розвитку і вдосконалення є створення багатофункціональних РЛС. При цьому основні проблеми новітніх РЛС полягають у проектуванні таких систем, які дозволяють здійснювати адаптацію до повсякчас змінюваної тактичної обстановки, що реалізується у можливості вибору оптимальних режимів роботи (виду зондуючого сигналу, здатного до сканування променя антени, способу обробки сигналів, тощо). Ці задачі вирішуються, в тому числі, і за допомогою застосування штучного інтелекту для пришвидшення процесу прийняття оптимальних рішень. Призначення багатофункціональних РЛС полягає у здебільшого паралельному вирішенні великої кількості тактичних задач: огляд простору, виявлення цілей, стеження за їх траєкторіями, автоматизований вибір цілей, перехід РЛС в режим стеження за координатами вибраних цілей. Що стосується бортових систем, то багатофункціональні РЛС літального апарату, паралельно із виявленням і супроводженням цілей, повинні вирішувати ще й навігаційні завдання: дотримання траєкторії польоту вздовж рельєфу місцевості, доплерівський вимір вектору швидкості літака і багато інших завдань. В бойових умовах на перший план виступає захист РЛС від ворожих засобів радіоелектронної боротьби. Для підвищення завадозахищеності РЛС, поряд із традиційними методами зменшення впливу перешкод (зміна робочої частоти, одночасна багаточастотна робота РЛС, зміна структури зондуючого сигналу, застосування антен з малим рівнем бічних пелюсток), використовуються й більш складні алгоритми обробки радіолокаційного сигналу, наприклад режим "заморожування" радіолокаційного зображення. При цьому передавач РЛС випромінює короткі серії зондуючих сигналів із досить тривалими

паузами. На час пауз зображення "заморожується". Від однієї серії до іншої параметри сигналів змінюються. За рахунок пауз підвищується скритність роботи РЛС. Режим заморожування передбачає застосування спеціалізованого комп'ютера (процесора) для обробки сигналів. Інформація на час замороження зберігається в пам'яті комп'ютера. Подібні алгоритми подовжують життєздатність РЛС на полі бою.

Тому певну новизну і беззаперечну практичну користь мають наукові і проектно-конструкторські роботи в царені побудови математичних моделей таких РЛС. За оцінкою експертів [1], перспективною є РЛС з активною фазованою антенною решіткою (АЕСА), яка здешевлює виготовлення РЛС без погіршення, а іноді і з поліпшенням її тактико-технічних характеристик, і водночас зменшує вимоги до електричної міцності трактів передавача. Основною задачею, що передуює виготовленню РЛС, є створення її цифрової моделі. Цю модель можна зреалізувати у мікрокомп'ютерах або контролерах РЛС у вигляді програм, створених на основі цифрових алгоритмів обробки сигналів. Таким чином, основна задача полягає у розробці моделі потенціалу РЛС. Бажано в цьому процесі ще й змінізувати економічні витрати. Що ж стосується інструментів моделювання, то поряд з універсальними математичними середовищами моделювання на кшталт MathCAD, Matematika і MatLab, виробники створюють власні програми для розрахунків по розробленим власноруч алгоритмам. Тобто, наша задача полягає у створенні саме цілісної багатопараметричної моделі РЛС, що дає можливість дослідити будь-яку РЛС, не виходячи за межі програмних методів.

Якщо розділити цю величезну задачу створення універсальної інформаційної моделі зони виявлення сучасної багатofункціональної РЛС на декілька менших задач, то виявиться, що суть нашої задачі полягає в поєднанні основних параметрів РЛС, які впливають на її потенціал: підсилення приймальної і передавальної антен, форма і параметри діаграм спрямованості антен, потужність передавача і чутливість приймача, модель

затухання радіолокаційного сигналу в середовищі його поширення, врахування впливу на сигнал його спотворень при поширенні, модель цілі, параметри приймальної системи, витрати при поширенні сигналу та втрати, які виникають на приймальному та передавальному боці внаслідок обробки сигналу. В якості результату буде передбачення розмірів і форми зони виявлення для відомої моделі цілі та як бонус – можна запропонувати можливість динамічного (за змінюваним в часі алгоритмом) керування параметрами огляду навколишнього простору.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ І ПОСТАНОВКА НАУКОВИХ ЗАДАЧ

1.1 Огляд методів оцінки енергетичного потенціалу РЛС

Основною задачею наукового дослідження є оцінка енергетичного потенціалу РЛС. Стандартний спосіб його оцінки ґрунтується на використанні одного з варіантів основного рівняння радіолокації, яке пов'язує між собою потужність передавача, чутливість приймача, довжину робочої хвилі, ефективну площу цілі, коефіцієнти підсилення антен передавача та приймача, коефіцієнт послаблення та відстань до цілі [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 цілі;

P_t – імпульсна потужність передавача;

τ – тривалість в часі зондувального імпульсу;

G_t, G_r – коефіцієнти спрямованої дії (КСД) антен передавача та приймача;

λ – довжина несівної хвилі;

σ – ЕПР цілі;

N_0 – спектральна щільність шуму ($N_0 = kTF_n$);

F_n – фактор шуму приймача;

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

T – температура 300 К, яка відповідає 27⁰С;

$V(n)$ – коефіцієнт послаблення сигналу на трасі його поширення;

L_l – затування потужності внаслідок розходження фронту електромагнітної хвилі в просторі.

Використовується також і друга інтерпретація основного рівняння радіолокації [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 – коефіцієнт підсилення передавально-приймальної антени;

F – множник послаблення сигналу у просторі його поширення;

T_s – шумова температура системи у Кельвінах ($T_s = t^\circ C + 273$);

$D_x(n)$ – коефіцієнт виявлення пачки з n немодульованих некогерентних імпульсів;

L_t – послаблення потужності в передавальній частині каналу поширення потужності (на її поширення в просторі та в середині самої РЛС);

L_α – послаблення потужності внаслідок сферичного розширення фронту хвилі при віддаленні від точки її випромінення.

Відомим є і такий варіант основного рівняння радіолокації [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 – коефіцієнт затування сигналу на трасі поширення від передавача;

F_r – коефіцієнт затування сигналу на трасі до приймача;

$D(n)$ – коефіцієнт виявлення;

C_b – коригувальний частотний фактор.

Вирази (1.2, 1.3) є коректними тільки у випадку аналізу моноімпульсної некогерентної РЛС. Для когерентної РЛС маємо рівняння:

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

де P_{av} – середня потужність пристрою передавання;

t_f – час когерентного оброблювання прийнятого радіолокаційного сигналу;

$D(l)$ – оцінка енергії для виявлення цілі при використанні моноімпульсного режиму.

Сучасний світ із високим рівнем розвитку засобів виявлення та поширення методів і пристроїв радіоелектронної боротьби викликає необхідність розвитку складних алгоритмів і засобів випромінюваних і, особливо, накопичуваних, сигналів. Це стосується останніх зразків багатofункціональних РЛС.

Тому найбільш універсальним і зручним є наступний вигляд основного рівняння радіолокації [4]:

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

де F_p – коефіцієнт послаблення радіолокаційного сигналу з урахуванням типу його поляризації;

F_{rdr} – коефіцієнт чутливості (з урахуванням часового автоматичного регулювання підсилення (ЧАРП));

$D_x(n')$ – коефіцієнт виявлення пачки n' когерентних імпульсів.

1.2 Засоби математичного і чисельного моделювання РЛС

До теперішнього часу було розроблено і ефективно використовується понині для моделювання РЛС наступні засоби: математичний універсальний

процесор "MATLAB Radar Toolbox" [5] і програмний засіб – оболонка "MRSAS3" [6]. Співавтором цього програмного засобу виступав батько радіолокації К. Бартон. Уявлення про головні меню і інформаційні вікна цих двох програм можна представити з наступних зображень (рис. 1.1, 1.2).

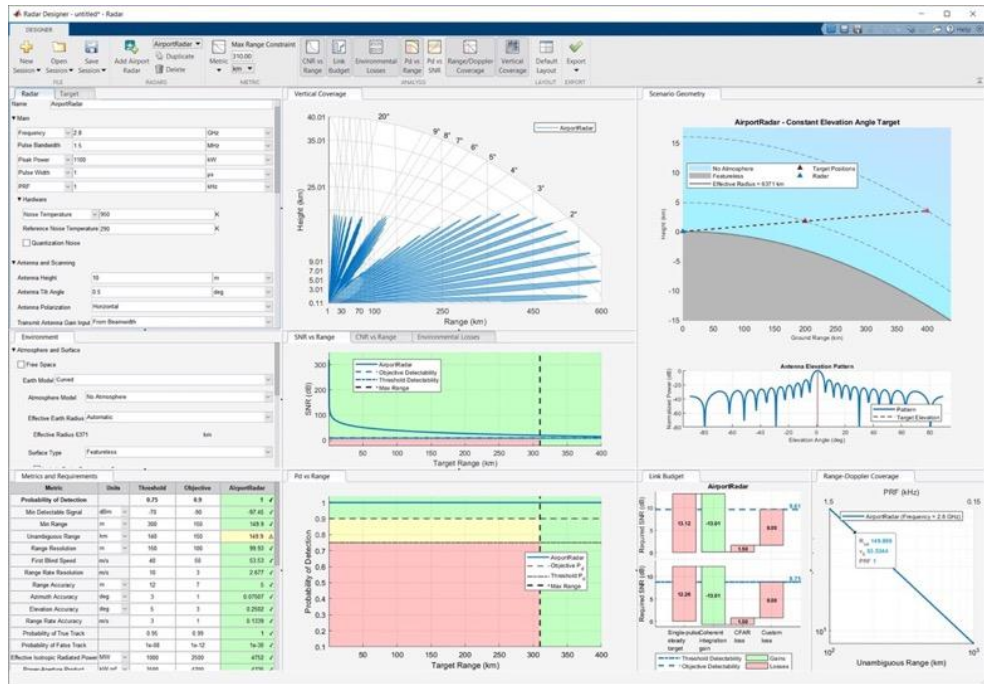


Рисунок 1.1 – Головний екран програми "MATLAB Radar Toolbox"

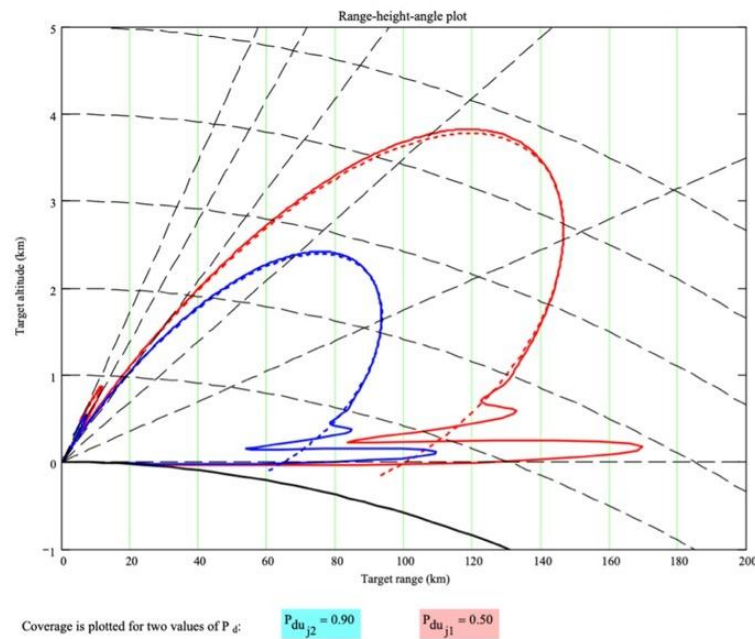


Рисунок 1.2 – Зона виявлення радару, змодельована у середовищі проектування "MRSAS3"

Порівняймо згадані системи моделювання дії радарів між собою. Вони дозволяють враховувати великий перелік параметрів основного рівняння радіолокації у формі (1.5). Проте, вони не дають змоги проектувальнику побудувати коректно зону виявлення багатопроменевої РЛС для змінюваних в часі алгоритмів обробки сигналів, що є притаманним для сучасних багатофункціональних радарів з мультисигнальним та мультичастотним, або з комбінованим випромінюванням. Варто наголосити на тому, що у програмному середовищі "MRSAS3" існує можливість розрахунку лише деяких з вищезгаданих режимів. Проте, це є можливим тільки для одного променя діаграми спрямованості антени радару. Недоліком "MRSAS3" є відсутність можливості розрахувати просторові характеристики антени. Навпаки ж, середовище моделювання "MATLAB Radar Toolbox" має таку можливість.

1.3 Підсумки

Таким чином, на найбільшу увагу із розглянутих літературних джерел, які присвячені моделюванню сучасних багатофункціональних радарів, заслуговує монографія К. Бартона [4].

Однак, слід зазначити, що описаний ним в [4] алгоритм обчислення моделі РЛС потребує вдосконалення та осучаснення, як і потребує суттєвого перероблення наведено в додатку до монографії програмне забезпечення.

Прогрес в сфері розробки військової техніки суттєво прискорився з об'єктивних причин. Відбувається вдосконалення принципів архітектури сучасних багатофункціональних РЛС, розробляються нові режими функціонування, в тому числі із застосування штучного інтелекту як для вибору параметрів сигналу і схеми його обробки, так і для прийняття рішення при розпізнаванні сигналу на тлі природніх і штучно створених завад і перешкод. Це дає можливість знизити ймовірність хибних тривог і є ефективним запобіжником виникнення так званих «хибних цілей» на екрані монітору радара.

Необхідною мірою вдосконалення моделі РЛС є осучаснення алгоритмів і створення відповідного до них програмного забезпечення для обробки радіолокаційних сигналів.

Пропонується перетворити модель функціонування РЛС за формулою (1.5) на двовимірну функцію, яка, з одного боку, дає можливість більш коректно врахувати більшу кількість факторів впливу на роботу РЛС, а з іншого боку, в 10-30 разів при цьому, за рахунок двовимірності, збільшує витрати часу на обчислення. Але це – невелика ціна за точність і коректність результату моделювання.

2 МОДЕЛЮВАННЯ РЛС ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ДВОВИМІРНОГО ОСНОВНОГО РІВНЯННЯ РАДІОЛОКАЦІЇ

Ціль дослідження енергопотенціалу сучасної багатofункціональної РЛС полягає у побудові математичної моделі, за допомогою якої, окрім розрахунку багатьох допоміжних і вторинних параметрів і характеристик радару, можна розрахувати і побудувати зони виявлення РЛС як для різних антен, для багаточастотних сигналів, так і для різних алгоритмів обробки сигналів на кшталт застосування ЧАРП, для різних сценаріїв огляду простору і різних моделей спотворення, навмисного і ненавмисного викривлення сигналу.

Трансформуємо основне рівняння радіолокації К.Бартона (1.5) у вигляд (2.1):

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

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

$G_r(\varepsilon, \beta)$ – підсилення приймальної антени, що є залежним від кута сканування ДС;

$F_{rdr}(\varepsilon)$ – коефіцієнт чутливості приймача, що змінюється в часі і залежить від кута місця при скануванні антени.

Зупинимося далі на параметрах запропонованої моделі (2.1) докладніше. Для зручності користування внесемо їх в таблицю 2.1.

Таблиця 2.1 – Параметри моделі для визначення зони виявлення РЛС

Параметр	Фізичне значення параметру	Алгоритм визначення
P_{av}	середня потужність передавача	висхідний параметр
t_f	тривалість когерентного накопичення сигналу	висхідний параметр
$G_t(\varepsilon, \beta)$	підсилення передавальної антени	параметр, який розраховується в кожній точці $[\beta, \varepsilon]$ окремо
$G_r(\varepsilon, \beta)$	підсилення приймальної антени	параметр, який встановлюється для кожного режиму окремо і розраховується в кожній точці $[\beta, \varepsilon]$ простору
λ	довжина хвилі	завдається 1 раз
σ	ЕПР цілі	завдається 1 раз
$F_p * F_t * F_r$	коефіцієнти послаблення сигналу: F_p – поляризаційний коефіцієнт; F_t – послаблення у передавальному каналі; F_r – те ж саме, але для приймального каналу	розраховується в точці $[\varepsilon]$
k	$k=1,38*10^{-23}$ – стала Больцмана;	константа Больцмана-завдається один раз
T_s	шумова температура системи	визначається один раз за схемою
$D_x(n')$	коефіцієнт виявлення цілі	визначається один раз згідно моделі цілі, на кожній частоті сигналу окремо та відповідно до вибраного режиму виявлення
L_t	послаблення сигналу у передавальному тракті	визначається один раз за схемою
L_a	послаблення сигналу у атмосфері	розраховується для кожної точки $[\varepsilon]$

Середня потужність передавача дорівнює:

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

де P_t – пікова потужність трансмітера;

t – час існування сигналу;

T – період випромінення сигналу.

Часовий інтервал когерентного накопичення дорівнює:

$$t_f = t * n, \quad (2.3)$$

де n – кількість імпульсів, які генеруються за час інтервалу накопичення.

2.1 Коефіцієнт підсилення ФАР

Найбільш зручною антеною, яка експлуатується в складі сучасної РЛС, є фазована антенна решітка (ФАР), завдяки можливості керування її властивостями в часі і просторі електронним способом, при цьому сама конструкція ФАР залишається механічно нерухомою. Це важливо, тому що механічний спосіб сканування навколишнього простору не забезпечує виявлення швидко літаючих цілей з належною достовірністю внаслідок певної інерційності системи сканування.

2.1.1 Основні принципи формування діаграми спрямованості плоскої антенної решітки

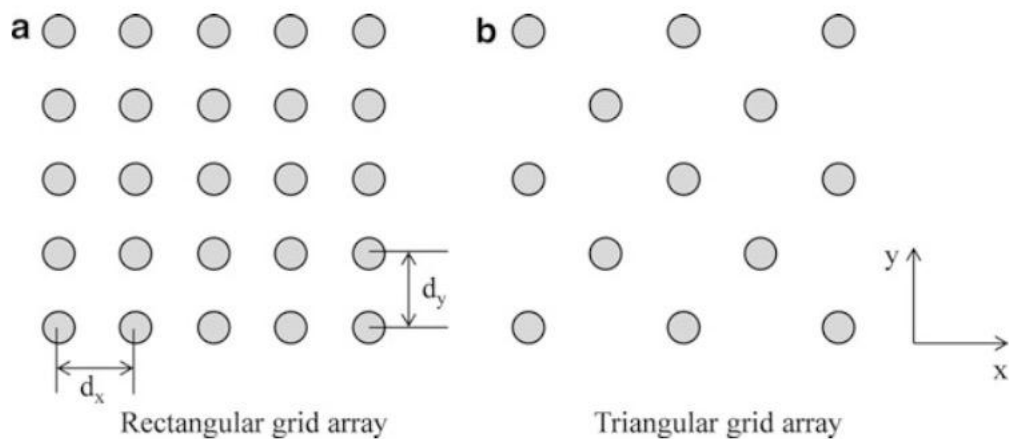
Випромінювачі плоских антенних решіток розташовуються у вузлах прямокутної або гексагональної сітки (рис. 2.1). Схема живлення при прямокутній формі сітки легко розраховується і реалізується, на відміну від

відживлення решітки з гексагональним розміщенням елементів в її вузлах. Проте, гексагональна сітка має більшу допустиму відстань між елементами, яка для будь-якої решітки розраховується з умов унеможливлення появи побічних головних максимумів діаграми спрямованості антени в межах сектору огляду, у порівнянні з решіткою, у якій випромінювачі розташовуються у вузлах прямокутної сітки. Гексагональна сітка зменшує кількість випромінювачів при сталому розмірі полотна ФАР, і це призводить до економії коштів при реалізації антени внаслідок зменшення не тільки самих випромінювачів, але і елементів схеми живлення. Додатковим бонусом при цьому є зменшення взаємовпливу елементів ФАР внаслідок збільшення відстані між сусідніми елементами. Останній фактор взаємовпливу випромінювачів є суттєвим з тієї точки зору, що є можливою причиною розлаштування антени з системою її живлення, зростання коефіцієнта стоячої хвилі і коефіцієнта відбиття. Внаслідок цього зменшується коефіцієнт корисної дії і коефіцієнт підсилення антенної решітки загалом. До того ж можливе виникнення при певних умовах так званої поверхневої хвилі з випроміненням у бічних напрямках, що призводить до зростання потужності випромінення у кутових напрямках, далеких від головного. Будь-яке розлаштування антени зі зростання рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості зменшує розміри зони огляду радару і його завадозахищеність внаслідок зменшення відношення сигнал-шум на вході приймача. Ці ефекти напряму пов'язані зі зростанням рівня бічного випромінювання антени радару.

Для решітки з прямокутною сіткою розміщення елементів комплексна амплітуда напруженості для кожного елементу антенного полотна в n -му стовпці (напрямок x) і m -му рядку (напрямок y) розраховується наступним чином:

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

Якщо позначити як d_x відстань між елементами полотна в напрямку x , а як d_y – відстань між елементами полотна в напрямку y , то ДС антенної решітки в цілому можна знайти за допомогою просторового дискретного перетворення Фур'є від амплітудно-фазового розподілу електричного поля по антенному полотну [7]:



a – (Rectangular grid array) прямокутна сітка;

b – (Triangular grid array) гексагональна сітка.

Рисунок 2.1 – Антенні решітки із розташуванням випромінювачів у вузлах прямокутної і гексагональної сіток та розміри між сусідніми елементами для прямокутної сітки

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

де:

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

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

Виразимо комплексну амплітуду збудження електричного поля n -го стовпця і m -го рядка для елемента полотна A_{mn} через добуток амплітуди A_n вздовж осі x і амплітуди A_m у напрямку осі y . В результаті отримаємо вираз:

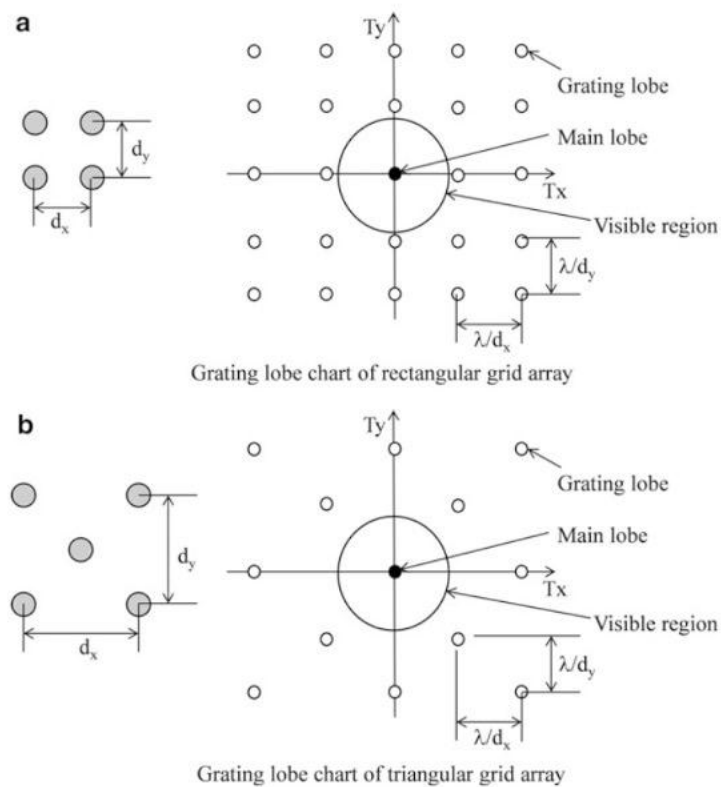
$$A_{mn} = A_n A_m. \quad (2.7)$$

Підставимо (2.7) у (2.4). В результаті отримаємо вираз для діаграми спрямованості двовимірної фазованої антенної решітки:

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

Розглянемо далі особливості формування дифракційних пелюсток діаграми спрямованості антенної решітки для решітки з прямокутною сіткою і гексагональною. Як впливає з рисунку 2.2. У обох випадках головна пелюстка діаграми спрямованості випромінюється по осі z .

З рисунку 2.2 впливає, що при однаковій і сталій в часі відстані між елементами, бічні пелюстки і головна пелюстка ДС для полотна з гексагональним розміщенням елементів рознесені в просторі на більший кут, ніж для полотна з розміщенням елементів у вузлах прямокутної сітки.



- a – прямокутна схема розміщення елементів на полотні;
 b – гексагональна схема розміщення елементів на полотні.

Рисунок 2.2 – Формування основного променя ДС антенної решітки та бічних пелюсток для режиму осьового випромінення при $\theta_{\max}=0^\circ$ і для прямокутної та гексагональної схем розміщення елементів на полотні

2.1.2 Коефіцієнт спрямованої дії ФАР

Підсилення як властивість будь-якої антени, що впливає з її здатності селективного інтегрування електричного поля з навколишнього простору внаслідок існування її спрямованих властивостей, які визначаються її діаграмою спрямованості, можна визначити декількома досить різними методами, зважаючи на те, що перед нами континуум дискретних

випромінювачів комплексного поля, який певним способом розподілений у просторі і збуджується за певним відомим законом. Оцінка сумарного коефіцієнта спрямованої дії і коефіцієнта підсилення сильно залежить від способу збудження, закону збудження і просторового рознесення окремих випромінювачів одного відносно одного. Зазначені фактори впливу на КСД не дозволяють побудувати універсальний алгоритм для оцінки його величини. Але все значно спрощується, коли ми маємо справу із великими за розмірами відносно довжини робочої хвилі полотнами із великою кількістю елементів. Ці умови дозволяють нам перейти від дискретного континуума рознесених у просторі випромінювачів до так званої неперервної апертури. Додатковою умовою використання при цьому моделі еквівалентної неперервної апертури замість дискретної є слабка спрямованість окремих випромінювачів в складі антенної решітки. Ця вимога майже завжди задовольняється автоматично внаслідок малих електричних розмірів самих випромінювачів, тому що великі за розмірами випромінювачі просто не вмістяться у вузлах обраної сітки. Таким чином, спрямованість плоскої антенної решітки D_p як дискретного континуума випромінювачів можна оцінити за формулою (2.9):

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

а спрямованість тієї ж самої антенної решітки, але у відповідності до теорії неперервно збудженої еквівалентної апертури – за формулою (2.10):

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

де θ_0 – головний напрямок випромінювання ДС антенної решітки;

D_e – КСД одного елемента решітки;

N – кількість елементів в решітці;

A_e – сумарний ефективний розмір апертури антенної решітки загалом.

Якщо використовується антенна решітка зі сталими геометричними розмірами, то коефіцієнт спрямованої дії можна з досить високою точністю оцінити за формулою (2.11). При цьому, якщо маємо до того ж і рівномірний розподіл потужності живлення елементів вздовж полотна в будь-якому напрямку і їх синфазне збудження, то D_p дорівнює:

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

З теорії випромінювання апертур відомо, що головна пелюстка діаграми спрямованості синфазно збудженої апертури орієнтована в напрямку перпендикуляру до площини антенної решітки, тобто, орієнтована на кут θ_0 . У випадку нерівномірного розподілу амплітуди збудження елементів решітки рівень головного максимуму ДС спадає, головна пелюстка розширюється в просторі, а рівень бічних пелюсток при цьому знижується. Природньо, що в такому випадку спостерігається зменшення спрямованості решітки, а відтак і зниження її коефіцієнту спрямованої дії. У підсумку можна відмітити певне протиріччя між вимогою по досягненню високої ефективності випромінювання ФАР в головному напрямку і досягненням при цьому низького рівня бічних пелюсток. Водночас ці властивості є практично неможливими. Але далі буде розглянуто деякі способи подолання цього протиріччя.

2.1.3 Підсилення ФАР з урахуванням дифракційних втрат в тракті живлення

Реальне підсилення ФАР доволі сильно часом відрізняється від її КСД, звичайно, в бік зменшення. Сильну роль при цьому відіграють два основних

фактори: неузгодженість входу антени із трактом її живлення і взаємний вплив сусідніх елементів ФАР один на одного. Якщо ФАР складається з N елементів, а коефіцієнт використання поверхні апертури дорівнює η , то реальне підсилення можна розрахувати наступним чином:

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

де g – підсилення елемента ФАР, яке можна підрахувати за формулою:

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

де Γ – коефіцієнт відбиття від входу випромінювача.

Таким чином, ефективний коефіцієнт підсилення ФАР в цілому з урахуванням перерахованих вище втрат потужності можна визначити шляхом підсумовування підсилювань окремих її елементів за наступною формулою:

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

де n – номер елемента;

N – їх кількість;

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

$S_{i,n}$ – коефіцієнт взаємного зв'язку i -го елемента з j -м елементом;

a_i – амплітудний розподіл на i -му елементі ФАР;

$\psi_i(\theta_0)$ – фазовий розподіл на i -му елементі ФАР.

Наостанок слід наголосити на тому факті, що позаяк $\psi_i(\theta_0)$ залежить від зміни напрямку θ_0 головного променя ДС ФАР, то і коефіцієнт відбиття Γ

змінюється по величині синхронно із рухом у просторі головного максимуму ДС фазованої антенної решітки.

2.2 Моделювання втрат при поширенні радіолокаційного сигналу у просторі

Внаслідок поширення радіолокаційного сигналу у радіофізично- та параметрично-неоднорідному середовищі, виникають його викривлення, затухання і інші спотворення, які противник організує навмисно за допомогою засобів радіоелектронної боротьби. Розглянемо ненавмисні причини викривлення характеристик поля [8]. Явищами, які спричиняють згадані спотворення, є інтерференція, сферичне розходження потужності від місця випромінювання, дифракція і розсіювання потужності нерівностями поверхні землі.

2.2.1 Коефіцієнт відбиття від поверхні Землі

Мова йде про поширення радіохвиль від передавача до цілі [3]. Природньо, що в залежності від умов відбиття радіохвиль від земної поверхні, прямий сигнал і відбитий накладаються один на один з різними амплітудами та фазами. Внаслідок їх інтерференції при синфазному або близькофазному складанні виникає інтерференційне підсилення. Модель цього процесу описується інтерференційним коефіцієнтом підсилення ρ , у вигляді відповідного доданку:

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

де $\rho_0 = |\Gamma|$ – модуль коефіцієнта відбиття;

ρ_s – фактор розсіювання;

ρ_v – коефіцієнт поглинання потужності сигналу рослинністю.

Коефіцієнт відбиття Γ дорівнює відношенню дзеркально відбитої від поверхні напруженості електричного поля до напруженості падаючого на цю поверхню електричного поля. Для горизонтальної, вертикальної і колової поляризацій маємо наступні значення коефіцієнтів відбиття:

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

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

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

де Γ_h – коефіцієнт відбиття горизонтально поляризованого поля;

Γ_v – коефіцієнт відбиття вертикально поляризованого поля;

Γ_{cs} – коефіцієнт відбиття поля колової поляризації;

ψ – кут між нормаллю до межі середовищ і напрямом поширення відбитої хвилі;

$\varepsilon = \varepsilon_r + j\varepsilon_i$ – комплексна діелектрична проникність середовища відбиття;

ε_r – відносна діелектрична проникність середовища відбиття;

$\varepsilon_i = -60\lambda\sigma_e$ – уявна частина діелектричної проникності, тут σ_e – провідність матеріалу.

Доповнимо модель (2.15) факторами дії розсіювання потужності нерівностями поверхні землі, сферичного розходження потужності при віддаленні від місця випромінювання і дифракції. Натомість ці фактори добре

розглянуті групою норвезьких вчених. Остаточний комплексний множник послаблення виглядає наступним чином [9]:

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

де $\rho_0 = |\Gamma|$;

θ_t – напрямок на ціль;

θ_b – кут головної пелюстки ДС антени;

θ_r – кут нахилу антени до нормалі;

α – різниця фаз внаслідок різниці ходу променів при інтерференції (рад);

P_{loss} – фактор втрати потужності внаслідок впливу розсіювання поверхневими нерівностями і змінами напрямків поширення.

2.2.2 Модель відбиття від негладкої Землі

Природня поверхня має нерівності різних електричних розмірів. Тому кількість відбитої в зворотній бік потужності сильно залежить від величини розсіюваної потужності падаючої хвилі. Принцип формування розсіяного на неоднорідності поверхні землі поля демонструє рисунок 2.3. Кількісну оцінку втрат потужності на розсіювання нерівностями будемо здійснювати за допомогою моделювання закону розподілу нерівностей підстилаючої поверхні. Найближчі до експериментальних результатів має модель щільності ймовірностей нерівностей землі у вигляді гаусового розподілу [10, 11, 12].



Рисунок 2.3 – Розсіювання падаючої хвилі на поверхневих нерівностях

Коефіцієнт розсіювання нерівностями земної поверхні R_{rough} можна знайти за формулами:

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

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

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

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

де Θ_i та Θ_e – кут падіння та кут напрямку на ціль;

R – коефіцієнт відбиття;

σ_h – середньоквадратичне відхилення висот поверхні від її середнього рівня;

h_1 і h_2 – висоти підйому над землею антени та цілі.

2.2.3 Явище радіозатінення

Бувають випадки, коли падаюча хвиля ковзає по поверхні землі майже паралельно до її поверхні, тобто, кут падіння є близьким до 90^0 . При цьому спостерігається затінення більшими за розмірами перешкодами менших наступних перешкод (рис. 2.4).



Рисунок 2.4 – Ефект затінення менших перешкод більшими за розміром

Змодельюємо це явище за допомогою фактора затінення S_{fun} [13]. Цей фактор можна представити у наступному вигляді:

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

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 erf і β_0^2 – функція помилок та дисперсія кута нахилу розсіюючих нерівностей земної поверхні.

2.2.4 Фізична природа і модель розходження потужності хвилі на перешкодах кулеподібної форми

Побудуємо модель розсіювання потужності падаючої хвилі на перешкоді кулеподібної форми. Геометрія задачі показана на рисунку 2.5.

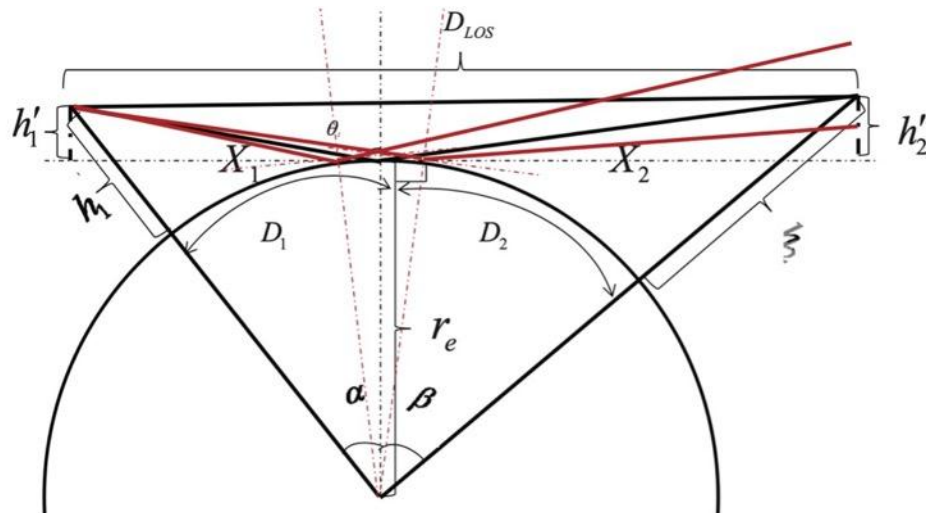


Рисунок 2.5 – Геометрія задачі про розходження потужності хвилі на кулеподібній перешкоді (червоні промені показують, як і чому саме відбувається потужності при дифракції на кулі)

Втрати потужності на її розходження і відхилення на певні кути [9] можна розрахувати за моделлю (2.26):

$$\Delta = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 D_1 D_2}{r_e (h_1' + h_2')}}}, & \text{якщо } h_1' > 0, h_2' > 0, \\ 0 & \text{у інших випадках.} \end{cases} \quad (2.26)$$

2.2.5 Зміна напрямку поширення хвилі внаслідок обгинання перешкоди

Такий ефект виникає при співмірності розмірів перешкоди з довжиною робочої хвилі. При цьому траєкторія поширюваної хвилі вигинається, що спричиняє її поширення далеко за межі прямої видимості. Однак, при цьому відбувається суттєва втрата потужності. Це питання ґрунтовно викладене у джерелах [15-17]. Наприклад, в роботі [17] моделюється складна траса з трьох ділянок (рис. 2.6):

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

де d_1 і d_2 – криволінійні довжини по поверхні кулі, які дорівнюють:

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

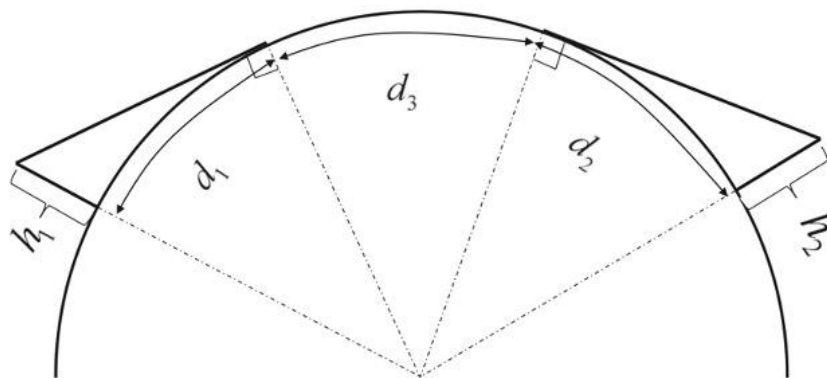


Рисунок 2.6 – Загоризонтне подовження радіоканалу внаслідок явища дифракції на поверхні земної кулі

На кожному з цих відрізків відбуваються певні втрати потужності. Втрати L_1 і L_2 завжди більші за нуль (в дБ). Їх можна розрахувати наступним чином:

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

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

де

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

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

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

Для розрахунку втрат L_3 використовуємо поліноміальну апроксимацію [17]:

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

Зазначимо, що апроксимації тим щільніше прилягають до реального результату, чим параметри ζ_3 та ζ_n менші за 10. Втрати L_3 можуть меншими за нуль (в дБ), тобто, замість послаблення сигналу маємо підсилення його рівня. В такому випадку загальні втрати дорівнюють L_1+L_2 . Для подолання ситуації з нульовими втратами у [19] застосовується наступна модель:

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

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

де

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

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

Об'єднавши всі попередні міркування щодо втрат потужності, отримуємо остаточний вираз:

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

$$\eta = |1 + S_{fun} \cdot \Delta \cdot R_{rough} \cdot \exp(jkD_{diff})|. \quad (2.40)$$

2.3 Модель шумової температури антенно-фідерного тракту та приймального пристрою

Загальну шумову температуру будемо розраховувати наступним чином:

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

де T_a – шумова температура антени;

$T_{\text{нвч.тр.}}$ – шумова температура фідеру;

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

$L_{\text{нвч.тр.}}$ – загальні втрати у всьому тракті.

Задача точної оцінки шумової температури антени є доволі складною, оскільки вона формується багатьма явищами. Проте, в цьому ряду явищ є головні і другорядні. Найголовнішим фактором формування шумової температури антени є шумова температура неба [4], яку за 90% всіх шумів антени (рис. 2.7).

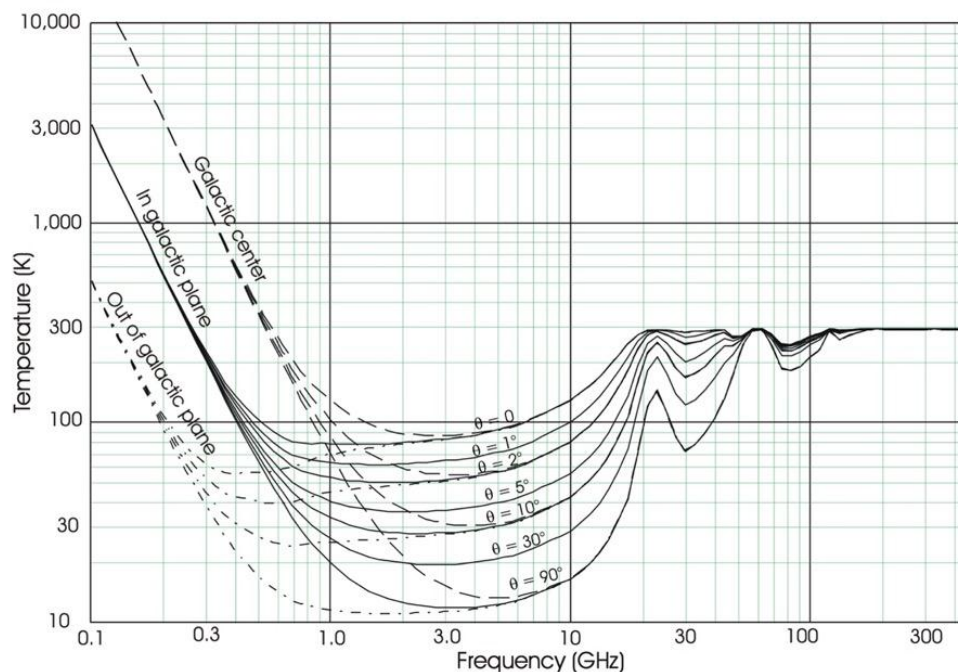


Рисунок 2.7 – Залежність шумової температури антени (у Кельвінах) від кута підйому над поверхнею землі головної пелюстки діаграми спрямованості на різних частотах (в ГГц)

Шумова температура фідерного тракту залежить від сумарних втрат в ньому і температури навколишнього середовища:

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

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

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

Оцінимо величину шумової температури приймального пристрою за наступною формулою:

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

де $N_{\text{МШП}}$ – фактор шуму вхідного підсилювача (ФШВП).

Втрати сучасних приймачів враховують також зменшення потужності за рахунок перетворень сигналу в ньому, зокрема, на цифровізацію аналогового сигналу та його квантування і кодування для подальшої його обробки цифровими методами і засобами. В АЦП є шуми квантування, які приєднуються до потужності шумів іншого походження. Це викликає зменшення відношення сигнал-шум, внаслідок чого зростає шумова температура приймального пристрою і загальна шумова температура системи T_s потребує перерахунку. Скористаємось відомим співвідношенням 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 – величина розрядності АЦП (довжина слова);

x – x -фактор, величина якого для швидкодіючих АЦП приблизно дорівнює 2 [4].

Оцінимо величину шумової температури АЦП $T_{\text{АЦП}}$:

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

2.4 Розрахунок ймовірності виявлення цілі

Ймовірність правильного виявлення цілі базується на статистичній моделі релеєвського розподілу ймовірності появи цілі, яка описується χ^2 -розподілом із 2-ма ступенями свободи. 1-а ступінь визначається кількістю подібних один до одного сигналів, відбитих від повітряного об'єкту, 2-а – визначається кількістю некорельованих вибірок. Математичною моделлю ймовірності правильного виявлення цілі в повітрі є фактор виявлення $D(P_d, P_{fa}, n, n_e)$ для цілі, що хаотично рухається у просторі з χ^2 -розподілом ймовірності появи в певному місці простору [18]:

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

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

P_d – ймовірність виявлення цілі;

P_{fa} – ймовірність хибної тривоги;

n – загальна кількість вибірок;

n_e – кількість вибірок, які не залежать одна від одної.

Відомі 4 основних моделі статистичної поведінки відбитих від цілі сигналів, які прийшли на вхід приймального пристрою РЛС. Це так звані моделі Сверлінга. Для моночастотних оглядових РЛС доцільним є використання першої моделі Сверлінга, в той час як при двочастотному режимі використовується третя модель Сверлінга [19].

Перетворимо (2.46) з урахуванням першої моделі Сверлінга:

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

Якщо підставити у (2.46) вираз для третьої моделі Сверлінга, то отримаємо формулу:

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

Якщо застосувати груповий принцип виявлень для детектування однієї і тієї ж цілі, отримаємо бінарний накопичувач сигналів «m з n» [18]. При використанні пристрою обробки радіолокаційного сигналу у вигляді бінарного накопичувача ймовірність виникнення хибної тривоги треба перерахувати.

Ймовірність виникнення хибної тривоги P'_{fa} можна для пристрою обробки у вигляді багатовимірного накопичувача можна оцінити за виразом[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 – 1-кратна ймовірність хибної тривоги.

Ймовірності вірного виявлення цілі P'_d знайдемо за формулою:

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

де p_d – 1-кратна ймовірність виявлення цілі.

2.5 Розрахунок втрат потужності в передавальному тракті

Оцінимо величину втрат потужності в передавальному тракті:

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

де L_{mw} – втрати потужності на шляху від передавача до антени, в дБ;

L_{dsp} – втрати на обробку сигналу на приймальному боці.

Підрахуємо величину цих втрат L_{mw} . Для цього скористаємось типовою схемою НВЧ тракту сучасного радару з фазованою антенною решіткою в якості передавальної антени (рис. 2.8).

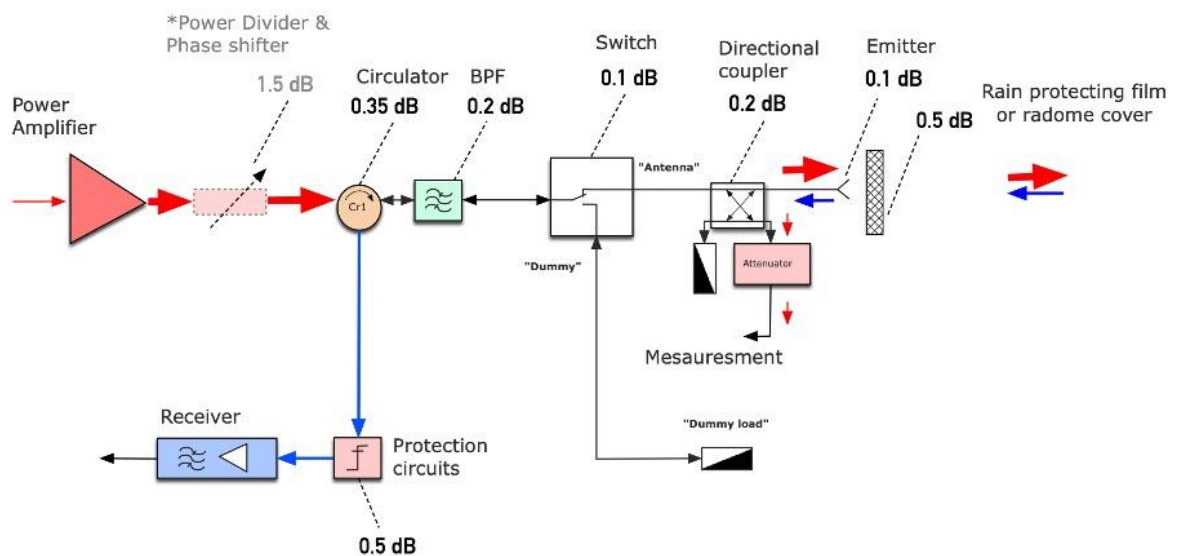


Рисунок 2.8 – Типова схема НВЧ тракту сучасного радару з фазованою антенною решіткою в якості передавальної антени

НВЧ тракт містить подільник потужності з інтегрованим в нього фазообертачем (Power Divider & Phase shifter), циркулятор (circulator), смуговий фільтр (BPF), антенний перемикач (switch), спрямований відгалужувач (directional coupler), антенний випромінювач (Emitter) з шаром

захисного укриття від атмосферних опадів – дощу, снігу, уману (rain protecting film). Якщо втрати виразити в дБ, вони просто підсумовуються, і це дуже зручно.

Наведемо тут приблизний розподіл типових втрат потужності на кожному етапі перетворення сигналу в передавальному тракті. Всі вони погіршують відношення сигнал-шум [4]:

- при створенні квадратур сигналу ($L_{ФК}$) – (0...1,2) дБ (залежить від виду вагової обробки сигналу та від типу віконної функції фільтру);

- при використанні процедури стиснення спектру ЛЧМ-сигналу ($L_{ФС}$) – (1,4...1,8) дБ;

- внаслідок застосування дискретного перетворення Фур'є ($L_{ДПФ}$) втрати виникають на межі перетину АЧХ фільтрів (1,7 дБ) а також внаслідок застосування віконної функції – на рівні (1,4...1,8) дБ, тобто, сумарні втрати потужності від застосування ДПФ складають 3,1 дБ;

- при виявленні цілі ($L_{ДЕТ}$) втрати потужності виникають внаслідок усереднення сигналу з використанням вектору некорельованих даних скінченної довжини-втрати сягають величини у 1,6 дБ;

- при застосуванні бінарного накопичувача «m із n» (L_{mn})-0,5 дБ.

2.6 Втрати потужності сигналу при його атмосферному поширенні

Розглянемо явище розсіювання потужності сигналу при його поширенні у нижніх шарах атмосфери, що прилягають до земної поверхні (L_{α}). Скористаємось для цього матеріалом, що міститься в джерелах [19,3]:

$$k_{\alpha 0}(f, h) = 4.0116 \frac{P f^2}{T^3} \sum_N (F_0 \mu_{N0}^2 + F_{N+} \mu_{N+}^2 + F_{N-} \mu_{N-}^2) \exp \left[-\frac{2.06844 N(N+1)}{T} \right], \quad (2.52)$$

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) наведений на рисунку 2.9.

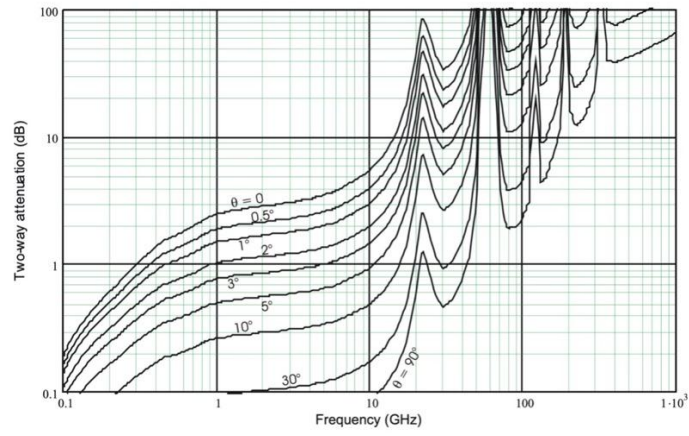


Рисунок 2.9 – Значення фактору послаблення потужності радіолокаційного сигналу у нижніх шарах атмосфери від частоти

3 ЧИСЕЛЬНІ РЕЗУЛЬТАТИ

3.1 Програма розрахунку зони виявлення цілі

Ціль моделювання РЛС полягала у створенні такої обчислювальної моделі, яка була б придатною для оцінки зони виявлення РЛС не тільки на основі первинних енергетичних параметрів радару (потужність передавача, чутливість приймача, коефіцієнти підсилення передавальної та приймальної антени), а й з урахуванням його вторинних параметрів (режими роботи, робочі частоти, алгоритм сканування простору). Зона виявлення утворюється з локальних рішень для певних значень напрямів опромінення цілі з урахуванням як явищ інтерференції, так і при поширенні радіолокаційного сигналу у просторі, а також з урахуванням впливу таких хвильових явищ, як дифракція та інтерференція. На рисунку 3.1 показано різницю між результатами обчислення зони виявлення з урахуванням вищезгаданих явищ (детальний аналіз) і без їх урахування (звичайний аналіз).

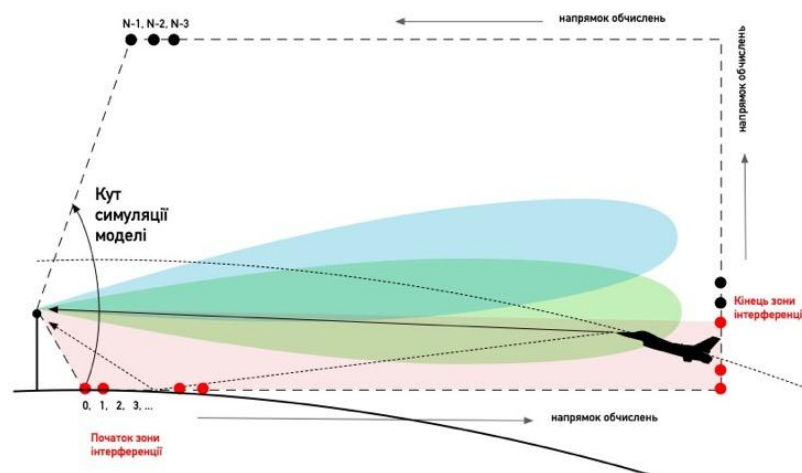


Рисунок 3.1 – Діапазон параметрів і напрямки обчислень зони виявлення радару за двома моделями (червоні точки – результат точного моделювання, чорні точки – результат оціночного моделювання)

Приділимо трохи уваги розгляду алгоритму розрахунку зони виявлення. У всіх точках відбувається аналогічний за обсягом і логікою обчислень процес. Логіка самих багатоядерних операцій є зрозумілою зі схеми, що представлена на рисунку 3.2.

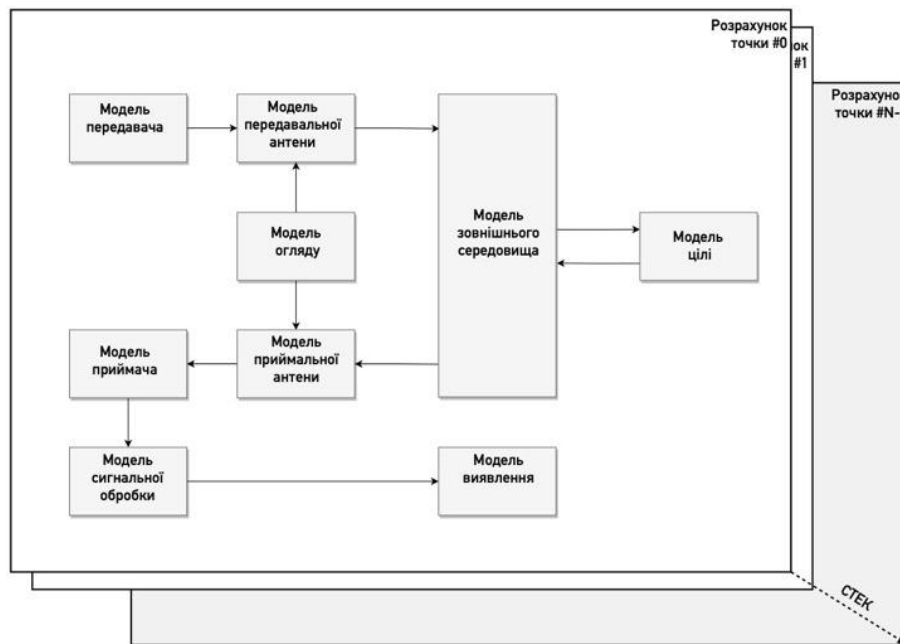


Рисунок 3.2 – Послідовність чисельного аналізу зони виявлення

Пояснення призначення і змісту етапів чисельного аналізу моделі зони виявлення радару зведено до таблиці 3.1.

Внаслідок значного об'єму доволі складних розрахунків, тільки завдяки застосуванню паралельних обчислень вдалося значно зменшити реальний час отримання практичного результату у вигляді побудови зони виявлення радару. При цьому, час розрахунку по алгоритму тисячі точок дорівнює 0,0189 секунди, а на розрахунок ста тисяч точок витрачено 0,09 секунди внаслідок розпаралелювання процесів обчислення по моделі на 6-ти ядерному / 12-ти потоковому процесорі з тактовою частотою 4,9 ГГц. Використовувався процесор AMD Ryzen 9 5950X, який буститься до частоти

5 ГГц. В цьому режимі швидкість обчислень по розробленій моделі зростає (тобто, скорочується час отримання результату).

Таблиця 3.1 – Зміст етапів чисельного аналізу зони виявлення РЛС

Етап	Зміст
Розрахунок передавального пристрою	Оцінка потужності, тривалості імпульсного сигналу, шпаруватості і оцінка рівня втрат потужності в передавальному тракті
Розрахунок приймального пристрою	Розрахунок втрат у приймальному тракті РЛС
Розрахунок антен передавача і приймача	Розрахунок амплітудно-фазового розподілу ФАР, її діаграми спрямованості
Розрахунок зони огляду радара	Розрахунок різних сценаріїв обробки радіолокаційного сигналу
Розрахунок згідно алгоритму обробки сигналу	Оцінка ступеню виграшу і підвищення ступеню ймовірності виявлення цілі шляхом збільшення відношенні сигнал/шум за рахунок обробки сигналу
Розрахунок впливу зовнішнього середовища на радіолокаційний сигнал	Розрахунок викривлень сигналу внаслідок дифракційних, інтерференційних, дивергентних та послаблювальних ефектів на трасі поширення радіолокаційного сигналу
Розрахунок фактору виявлення радіолокаційного сигналу	Оцінює величину фактору виявлення у прив'язці до алгоритму обробки радіолокаційного сигналу та сценарію і способу сканування простору
Розрахунок по алгоритму моделювання радіолокаційної цілі	Оцінює траєкторію руху радіолокаційної цілі в просторі та її здатність до відбиття зондувального сигналу

Цікавим, на наш погляд, буде порівняння характеристик виявлення радіолокаційних цілей за допомогою розробленої моделі, алгоритму та програми. Нижче наведені призначення, характеристики та результати моделювання зон виявлення двох трикоординатних радарів виробництва США.

Перший з них – це AN/TPS-75, який представляє собою більш сучасну і функціональну версію РЛС типу AN/TPS-43. Основна відмінність модифікації радару AN/TPS-75 від моделі AN/TPS-43 полягає у наявності фазованої антенної решітки в якості основної антени радару, на відміну від параболічної антени у попередній модифікації. Первинним виробником виступав концерн Westinghouse Defense and Electronic Division, нині AN/TPS-75 виробляє компанія Northrop Grumman. В теперішній час AN/TPS-75 є основним радаром військово-повітряних сил США. У розібраному стані AN/TPS-75 переміщується по суходолу двома вантажівками M939, а у повітряному просторі – за допомогою транспортного літака типу C-130 Hercules або більшого за нього.

Другий зразок моделювання – N/FPS-117 – мобільний трикоординатний радар для виявлення і супроводу балістичних і аеродинамічних цілей різних класів. PS-117 розроблено підрозділом General Electric Radar Systems Department компанії General Electric Co. спільно з корпорацією Hazeltine Electronics Corp. Цей радар складається з фазованої антеної решітки, опорно-поворотного пристрою (ОПП), контейнерів з передавачем, апаратурою держрозпізнавання, обробки та управління, виконаної на базі спеціалізованого комп'ютера та джерела первинного електроживлення.

ФАР складається з ідентичних горизонтальних елементів, які розташовуються ярусами. Кожен ярус має свій твердотільний приймач, і діаграмоутворюючого пристрою, який формує косекансну діаграму спрямованості на передачу. Над ФАР встановлено окрему антену системи держрозпізнавання.

ОПП містить опору для монтажу на ній ФАР, редуктор, привід обертання та датчик кута повороту антени у газимутальній площині.

Основні тактико-технічні характеристики та електричні і експлуатаційні параметри запозичено з монографії Д. Бартона 2018 року [Radar System Analysis and Modeling (Barton, D. K., Norwood, MA: Artech House)] та з Wikipedia [https://en.wikipedia.org/wiki/AN/TPS-75#/media/File:US_Army_50753_Tobyhanna's_support_of_AF_systems].

3.2 Моделювання трикоординатного тактичного радару дальнього виявлення цілі AN/TPS-75

AN/TPS-75 – мобільний 3-координатний радар, що стоїть на озброєнні США, призначений для виявлення та супроводу балістичних та аеродинамічних цілей різних класів. Зовнішній вигляд зазначеної РЛС наведено на рисунку 3.3.

Основні числові параметри та відомості щодо алгоритмів обробки радіолокаційного сигналу радару AN/TPS-75, бралися з [18] і в подальшому застосовувалися як висхідні дані в розрахунках по попередньо розробленій моделі. Для зручності висхідні дані систематизовані в таблиці 3.2. На рисунку 3.4 побудована зона виявлення цілі радару AN/TPS-75 у відповідності до джерела [18].



Рисунок 3.3 – Зображення радару AN/TPS-75 (джерело:Wikipedia)

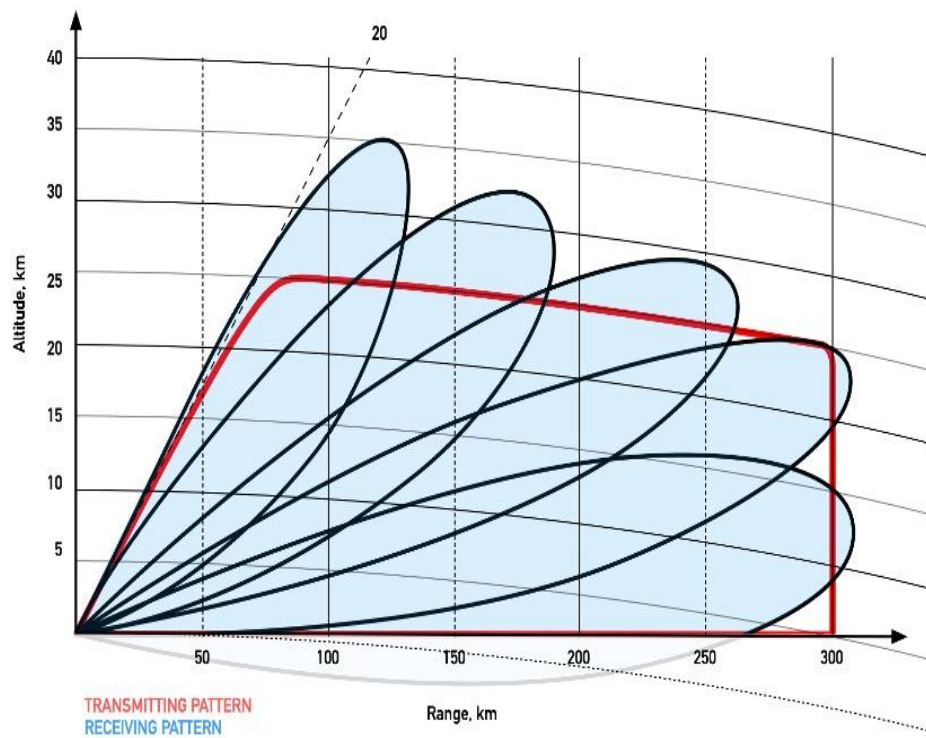


Рисунок 3.4 – Зона виявлення цілі радаром типу AN/TPS-75 [Wikipedia]

Таблиця 3.2 – Основні тактико-технічні характеристики та параметри основного радару військово-повітряних сил США AN/TPS-75

Параметр	Чисельне значення	Параметр	Чисельне значення
Частотний діапазон	2.9-3.1 ГГц	Пікова потужність передавача	2.8 МВт (до 4,7 МВт, але ця потужність майже ніколи не використовується)
Тривалість імпульсного сигналу	6.8 мксек	Частота випромінювання	275 Гц
Середня потужність передавача	5.1 кВт	Ширина передавальної ДС, у кутомісній площині	5° , cosec^2 до 20°
Ширина головної пелюстки ДС ФАР в азимутальній площині	1.54°	Ширина приймальної ДС, у кутомісній площині	$2.3^\circ \dots 6^\circ$
Ефективна площа еквівалентної апертури ФАР	5 м^2	Тип поляризації	горизонтальна
Швидкість механічного сканування сканування простору в азимутальній площині	6 об/хв	Номінальна дальність виявлення цілі	$>300 \text{ км}$
Просторовий кут виявлення на максимальній дальності	$5,1^\circ$	Сектор огляду простору у кутомісцевій площині	20°
Загальна шумова температура радару	540°К	Максимальна дальність виявлення цілі розміром 2 м^2 при $P_d=0.75$	444 км (240 морських міль)
Кількість імпульсів у пачці	14	Ширина спектру сигналу	2.0 МГц
Коефіцієнт підсилення ФАР	40 дБ	Кількість променів в кутомісцевій площині	5

3.3 Початок проектування в програмі аналізу зони виявлення радару

Початок проектування в програмі аналізу зони виявлення радару:

а) завдання виду радару, геометрії випромінювальної поверхні ФАР і діапазону радіочастот.

Натиснемо клавішу **New** в першому ліворуч меню **File**. Зразу відкривається екран інтерфейсу для початку введення висхідних даних. Виберемо вид ФАР (select the type of antenna design). Вікно відповідного меню вводу початкових даних зображено на рис. 3.5.

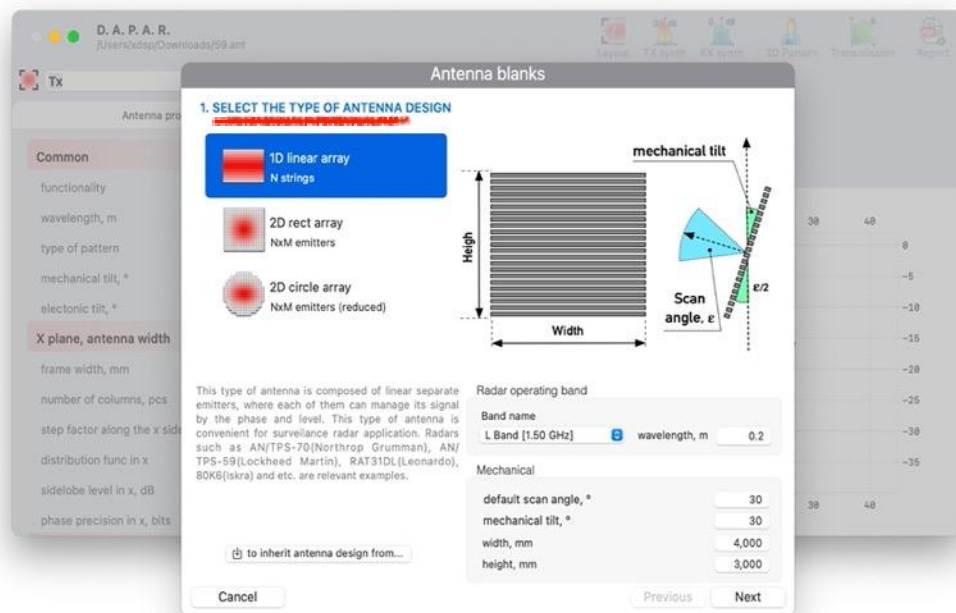


Рисунок 3.5 – Введення даних по фазованій антенній решітці

Потім визначаємо вид решітки **1D linear array** (це одновимірна лінійна решітка) з меню ліворуч, в режимі завдання діапазону частот натискаємо **S Band** (2-4 ГГц) і визначаємось із геометрією ФАР та її основними габаритами (підменю **Mechanical**):

- просторовий сектор сканування (default scan angle) - 30° ;
- кут між нормаллю до земної поверхні та площиною антени (mechanical tilt) – -5° ;
- більший розмір полотна ФАР (width) – 5.5 м;
- менший розмір полотна ФАР (height) – 2.500 м;
- б) завдання внутрішньої геометрії антенного полотна ФАР.

Далі розглянемо меню завдання внутрішньої геометрії антенного полотна ФАР (SELECT THE SIZE & GRID LAYOUT OF ANTENNA FRAME). В ньому можна здійснити завдання розмірів сітки, у вузлах якої розташовуються випромінювачі ФАР, а також завдати їх вид розміщення. Відомо, що розглядуваний вид (**1D linear array**) ФАР радару AN/TPS-75 керує променями лише в межах кутомісцевої площини, розроблена програма буде будувати полотно ФАР у площині ZOХ. Програма, проте, дозволяє вводити дані для розрахунку ФАР і в ортогональній до кутомісцевої – у азимутальній площині (у площини ZOУ).

Початкове число випромінювачів ФАР у одному стовпці (n_y) дорівнює 51, але у радарі AN/TPS-75 їх тільки 36. Крок сітки (просторовий інтервал між сусідніми випромінювачами) в початковому варіанті складає $0,5 \lambda$. Цю відстань завдають, виходячи із задовільнення умови відсутності побічних головних максимумів діаграми спрямованості фазованої антенної решітки в межах сектору сканування ДС. Для радару типу AN/TPS-75 кут місця складає 20° [18], тобто, можна застосувати більший від того, який впливає із задовільнення зазначеної вище умови, крок між сусідніми випромінювачами в стовпці ФАР. Це значно здешевлює та спрощує побудову полотна ФАР. Типова відстань між елементами – це $(0,6...0,7)\lambda$. Завдаємо дані по координаті ОУ (рис. 3.6):

- фактор відстані між сусідніми випромінювачами вздовж осі ОУ (k_y -grid factor) дорівнює 0.7;
- число випромінювачів у стовпці (number in Y plane) дорівнює 36.

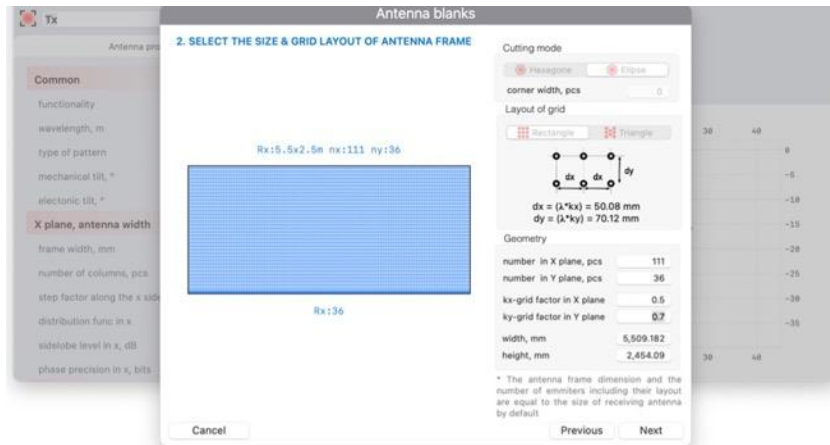


Рисунок 3.6 – Завдання геометричних параметрів ФАР

в) конфігурація та розміри ФАР передавача.

Третій етап завдання висхідних даних програми виконує визначення вибору типу конфігурації та геометричних розмірів ФАР передавача (SELECT THE SPACE OF TRANSMITTING ANTENNA). Вигляд відповідного вікна меню можна бачити на рисунку 3.7.

Бувають випадки, коли антени передавача радару мають меншу площу полотна ФАР, ніж антени передавача через особливості обробки прийнятого сигналу, які потребують рознесеного в просторі способу приймання сигналу. Це можна реалізувати за допомогою обробки окремих сигналів від рознесених одного відносно одного елементів ФАР, використовуючи при цьому не тільки інформацію про ціль, яка закладена у амплітуді, але і у фазі радіолокаційного сигналу. Проте, в моделі радару AN/TPS-75 ця можливість не передбачена, то ж приймальна ФАР має рівно таке саме число елементів, що й передавальна антена. Натисканням кнопки **Create** пропускаємо подальші етапи перепризначення геометричних параметрів передавальної ФАР. Після цього програма аналізу розмірів зони виявлення цілі перейде до аналізу спрямованих властивостей передавальної та приймальної ФАР.

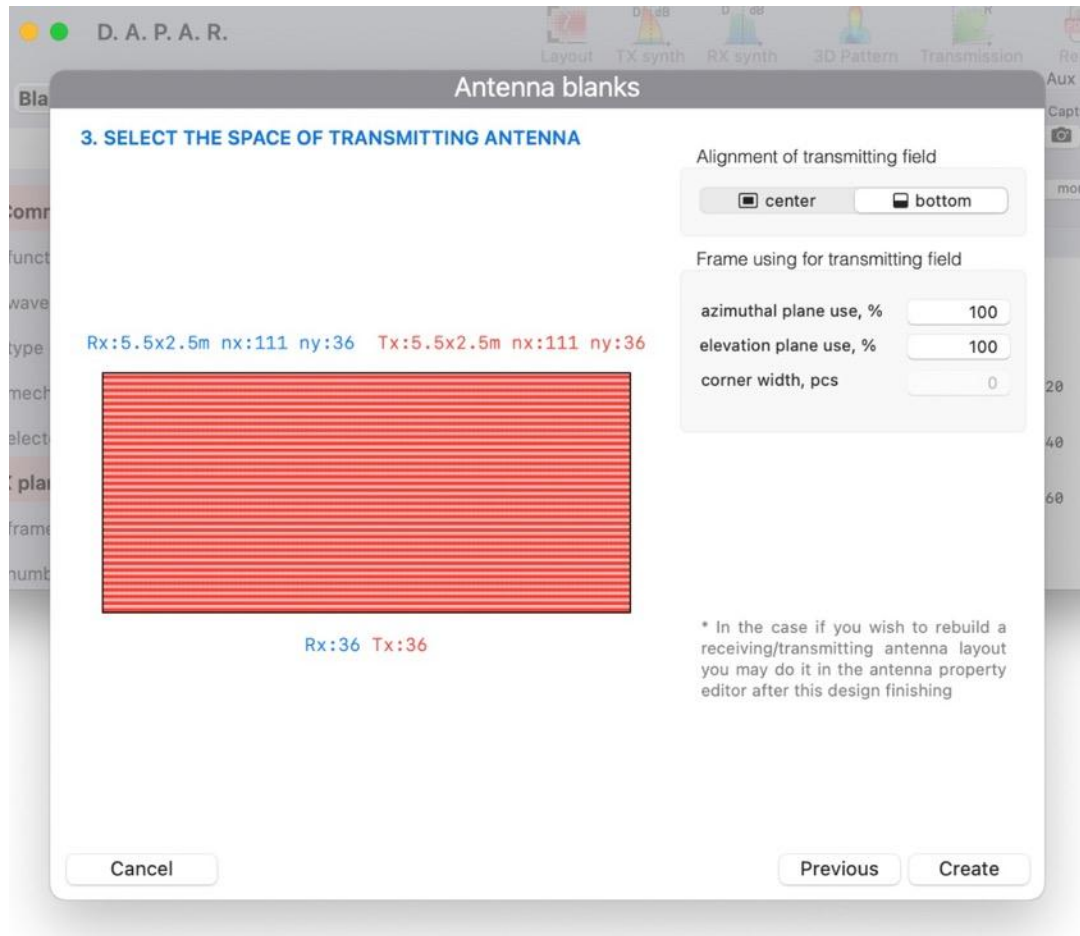


Рисунок 3.7 – Завдання розмірів ФАР передавача

3.2.1 Аналіз ФАР передавача

Аналіз ФАР передавача:

а) введення висхідних даних.

Для введення висхідних даних відкриємо підменю **Antenna field representation**. Воно знаходиться зверху ліворуч (рис. 3.8). Далі необхідно виконати наступні дії:

- вибрати **xy(both)** в **Antenna field representation** ФАР;
- вибрати **Pattern** із видів графічної репрезентації (Type of chart);

- вибрати **Log** із можливих варіантів масштабування вертикальної осі графіку діаграми спрямованості (Scale);
- ввести значення **40⁰** в вікні завдання сектору огляду (Range of angles);
- вибрати **-40** дБ як глибину розрахунку амплітудної ДС ФАР (Range).

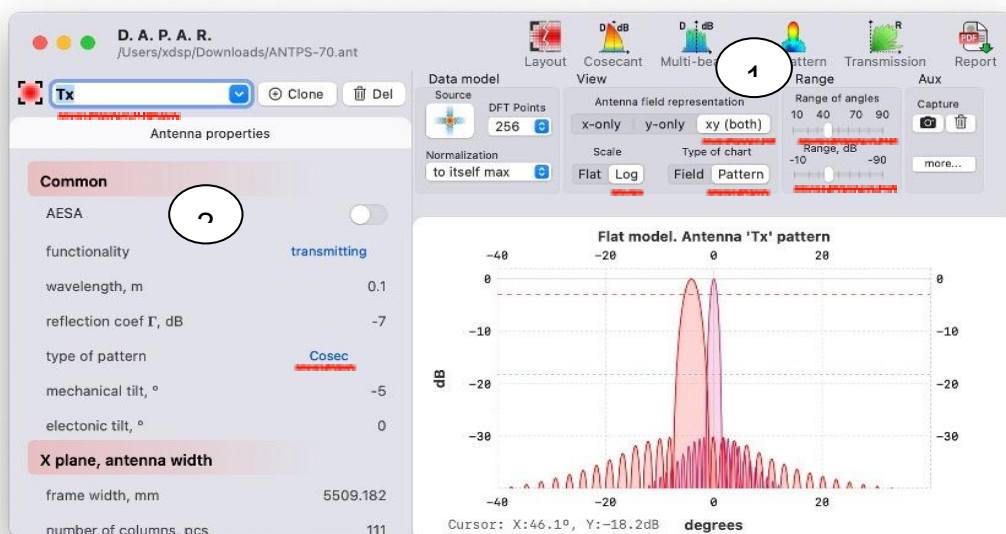


Рисунок 3.8 – Вікно введення висхідних даних підменю **Antenna field representation** для ФАР передавача

Далі необхідно з двох варіантів ФАР (T_x , T_y) вибрати T_x і вказати ДС типу Cosec у загальній таблиці параметрів ФАР, тому що саме ФАР з амплітудною ДС косекансного типу входить до складу радара AN/TPS-75. Змоделюємо тепер амплітудну ДС. Передавальної антени. Для цього скористаємось вікном **Antenna layout** (амплітудний розподіл напруженості електричного поля вздовж лінійного розміру полотна ФАР) та **Cosecant synthesizer** (розрахунок косекансної амплітудної діаграми спрямованості (рис. 3.9)).

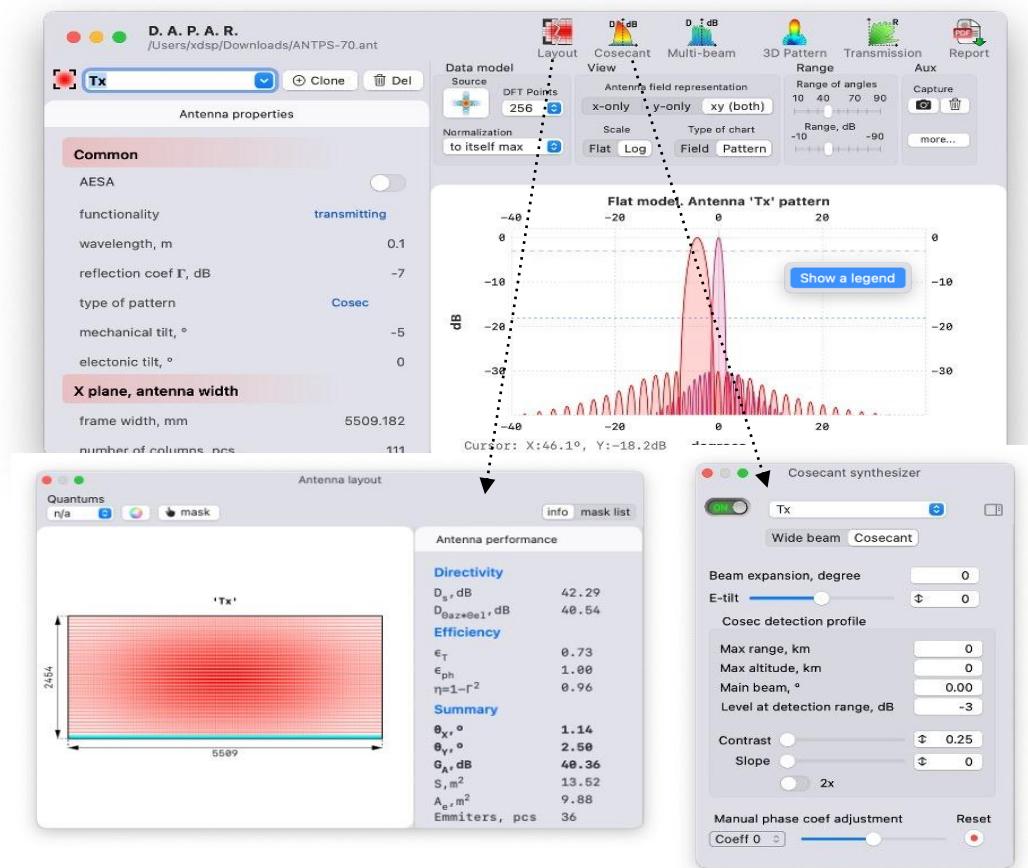


Рисунок 3.9 – Введення вторинних даних для розрахунку ДС ФАР транзміттера

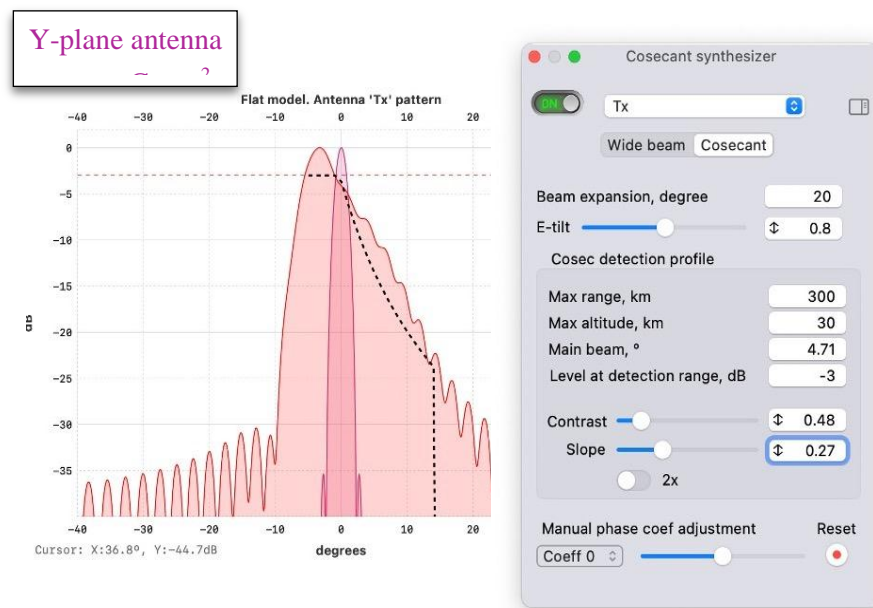
б) розрахунок косекансної ДС ФАР передавача.

Радар AN/TPS-75, у відповідності до своїх тактико-технічних характеристик, має наступні можливості: здатен до виявлення цілей з ЕПР 1,8 м² при віддаленні від місця дислокації радару у 300-440 км, якщо ціль знаходиться на висоті у 30-40 км над земною поверхнею, кут огляду простору ФАР із ДС косекансної форми дорівнює 20°, при цьому ширина головної пелюстки амплітудної ДС за рівнем половинної потужності знаходиться в межах 5°. Саме з цими параметрами буде здійснюватись аналіз зони виявлення даного радару.

Далі нам треба підготувати висхідні дані для розрахунку косекансної ДС. Тому надамо відповідних значень параметрам, які зазначено нижче:

- розширення променя (Beam expansion) – 20 градусів;
- гранична дистанція виявлення цілі (Max range) – 300 000 м;
- граничний підйом цілі над земною поверхнею (Max altitude) – 30 000 м.

Далі програма розраховує косекансну ДС, реальну амплітудну діаграму спрямованості передавальної ФАР в кутомісцевій та азимутальній площинах, а також визначить ширину головної пелюстки амплітудної діаграми спрямованості за половинним рівнем потужності, як $4,7^\circ$. Це на 6% менше за відповідний параметр з переліку тактико-технічних характеристик радару AN//TPS-70. На рисунку 3.10 зображене вікно результатів розрахунку ДС.



рожевий суцільний колір – реальна ДС;

чорний пунктир – косекансна ДС.

Рисунок 3.10 – Діаграми спрямованості передавальної антени

В нижній частині вікна ліворуч (рис. 3.10) знаходяться повзунки регулювання контрасту, нахилу діаграми спрямованості, фактору корекції фазового розподілу вздовж антенного полотна. Рухаючи їх ліворуч або

праворуч, можна добитися зменшення рівня бічних пелюсток амплітудної ДС або лінеаризувати спадання косекансу шляхом зменшення амплітуд викидів.

Підсумкові параметри передавальної ФАР показані на рисунку 3.11. Вони дорівнюють: $\theta_x=1,143^\circ$ (у радара типу AN/TPS-75 цей параметр був на рівні $1,6^\circ$) і $\theta_y=4,482^\circ$ (у радара AN/TPS-75 було 5°).

lim of directivity, dB	42.287
θ_x beamwidth in plane X, °	1.143
θ_y beamwidth in plane Y, °	4.482

Рисунок 3.11 – Підсумкові параметри передавальної ФАР

в) оптимізація рівня БП.

Розподіл амплітуди електричного поля вздовж лінійного розміру полотна ФАР для спрощення алгоритму подальшого розрахунку діаграми спрямованості замінюється його тейлорівською апроксимацією. При цьому легко реалізується рівень бічних пелюсток -30 дБ. Тактико-технічні характеристики радара AN/TPS-75 містять відомості про функцію амплітудного розподілу напруженості електричного поля, яка забезпечує суттєве послаблення антенного випромінення при віддаленні від головного напрямку випромінення у азимутальній площині. При цьому, в азимутальній площині випромінювачем слугує хвилевід. Тому легко реалізувати косинус-квадратний закон змінення амплітуди електричного поля. Недоліком його є розширення головної пелюстки амплітудної ДС, перевагою – можливість різкого зниження рівня бічного випромінення ФАР.

Узагальнимо задачу аналізу. Будемо розглядати закон збудження еквівалентної апертури ФАР у вигляді \cos^n . Підберемо таке значення ступеню нерівномірності амплітудного розподілу, який забезпечить рівень

послаблення бічної пелюстки у порівнянні з рівнем головного максимуму ДС у - 36 дБ.

Амплітудна діаграма спрямованості ФАР побудована на рисунку 3.12. Тут очевидно, що ліворуч від головного максимуму бічна пелюстка сягає рівня – 36 дБ, при цьому ширина головної пелюстки в кутомісцевій та азимутальній площинах $\theta_x = 1.58^\circ$, $\theta_y = 4.79^\circ$. Це з точністю 4,8% співпадає з відповідними параметрами радара AN/TPS-75.



Рисунок 3.12 – Амплітудна діаграма спрямованості передавальної ФАР з послабленим бічним випромінюванням ліворуч від напрямку головного максимуму ДС

Основні параметри ФАР передавача представлені на екрані **Antenna layout**. КП ФАР $G_A = 34,28$ дБ, а відповідний параметр для AN/TPS-75 дорівнює 35 дБ (точність моделювання не гірше, ніж 2%). Результати можна бачити на рисунку 3.13.

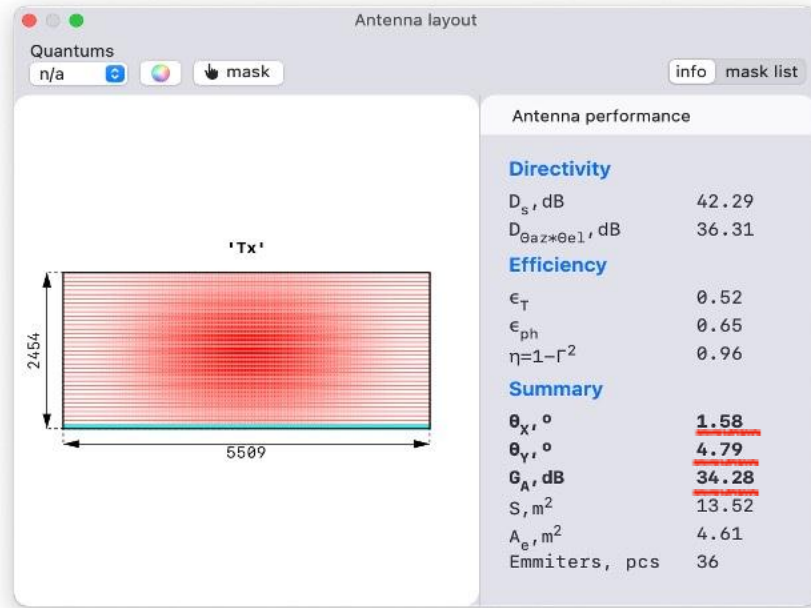


Рисунок 3.13 – Підсумковий результат – загальні параметри ФАР передавача

3.2.2 Розрахунок ФАР приймача

В початковому меню з переліку типів ФАР вибираємо Rx. Початкові значення параметрів цієї антени можна бачити на рисунку 3.14.

Antenna basic parameters	
lim of directivity, dB	42.287
θ_x beamwidth in plane X, °	1.582
θ_y beamwidth in plane Y, °	2.549

Рисунок 3.14 – Початкові параметри ФАР приймача

Ширина головної пелюстки ДС ресивера в кутомісцевій площині ZOX є тією ж самою, що і у антени тразміттера, і дорівнює $\theta_x=1.58^\circ$, ширина головної пелюстки в азимутальній площині ZOY відрізняється від цього параметра ($\theta_y = 2.55^\circ$) від відповідного значення для ширини головної пелюстки ФАР у AN/TPS-75 ($\theta_y = 2.3^\circ$). Тому необхідно узгодити форму і параметри ДС ФАР після проектування самої ФАР.

Як зазначається в описі AN/TPS-75, його ампліудна ДС є багатопрменевою і складається з 6 променів, що перетинаються між собою в просторі на високому рівні і заповнюють собою просторовий кут у 20° .

Розрахунок багатопрменевої ДС приймальної ФАР починається із введення відповідних даних у меню **Multi-Beam Synthesizer**. Це, зокрема, просторовий кутомісцевий сектор, в якому буде відбуватися процедура апроксимації. Зазначимо при цьому, що, для щільного заповнення всього сектору виявлення розміром у 20° потрібен більший за 20° , а саме, розширений на половину ширини головної пелюстки ДС, як ліворуч, так і праворуч від головного максимуму. В результаті отримуємо сектор у 23° .

То ж для отримання розрахунку багатопрменевої ДС до вікна **Multi-Beam Synthesizer** введемо параметри розрахунку ДС:

- сектор огляду (Sector of scope) – 23° ;
- кількість променів у кутомісцевій площині (Number of Y beams) – 6;
- крок-фактор по ширині бічних променів (Step factor in beamwidth) – 1.

Внаслідок розрахунку за програмою маємо амплітудну діаграму спрямованості ФАР приймача, яка показана на рисунку 3.15.

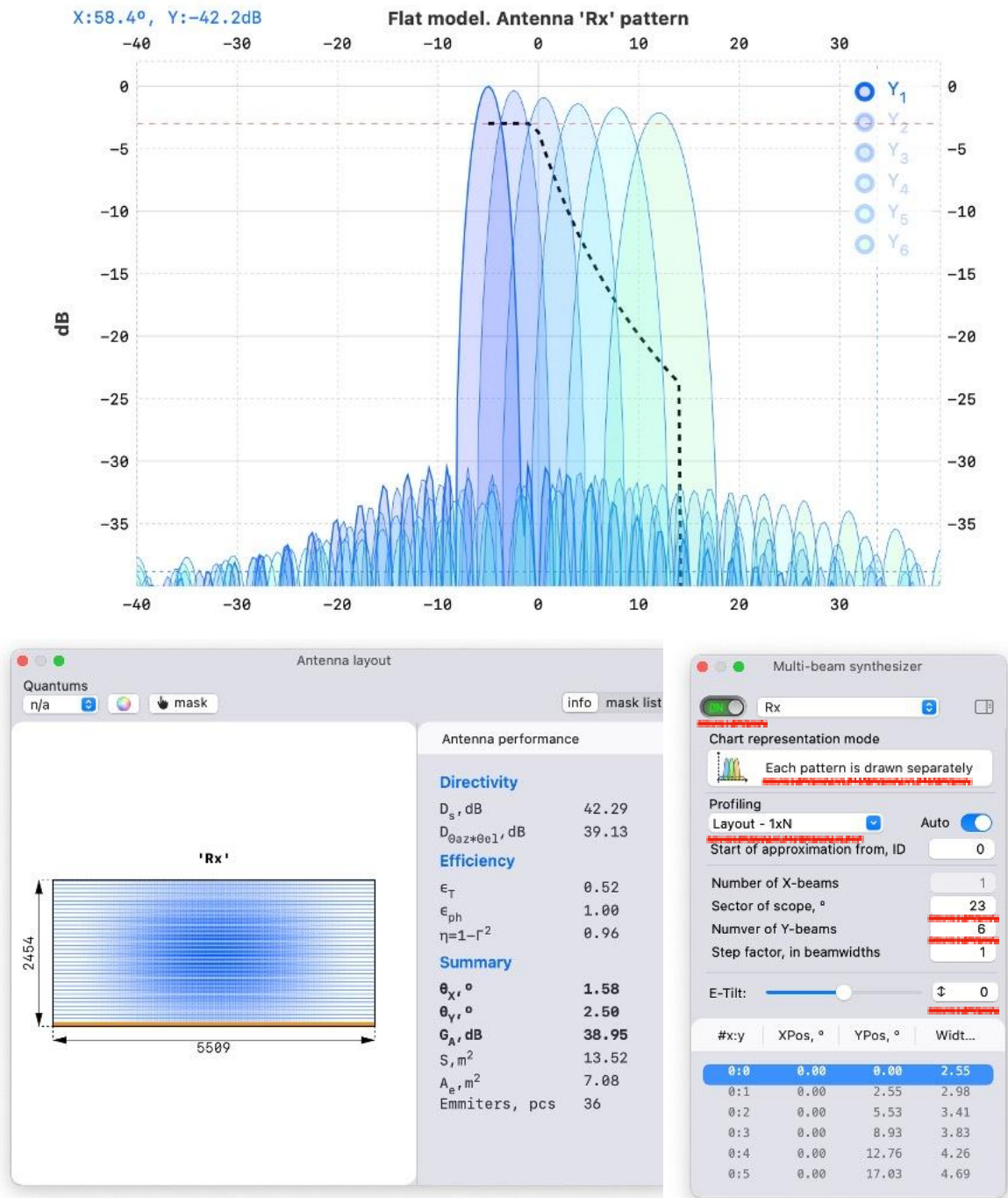


Рисунок 3.15 – Амплітудна діаграма спрямованості ФАР приймача

Нажаль, очевидним є той факт, що ширина головної пелюстки в основній площині відрізняється від відповідного її значення для AN/TPS-75. Спробуємо впоратися з цим прикрим фактом за допомогою деякого невеликого підйому бічної пелюстки із застосуванням тейлорівської

апроксимації амплітудно-фазового розподілу електричного поля вздовж вертикального лінійного розміру ФАР. Для цього спробуємо збільшити рівень бічної пелюстки на 6 дБ – з -30 дБ до -24 дБ. Внаслідок цього ширина головної пелюстки амплітудної ДС ФАР зменшиться до $\theta_y=2.33^\circ$, що і треба було досягти.

На рисунку 3.16 показано розрахунок геометрії ФАР приймача. Амплітудна діаграма спрямованості синтезується за допомогою 6 променів різної ширини в кутомісцевій площині, ширини яких плавно змінюються від 2.29° до 4.87° . При цьому максимальний КП антени становить 39.26 дБ по 1-му променю. У AN/TPS-75 КП дорівнює 38 дБ (на 3,3% менший за змодельований КП).

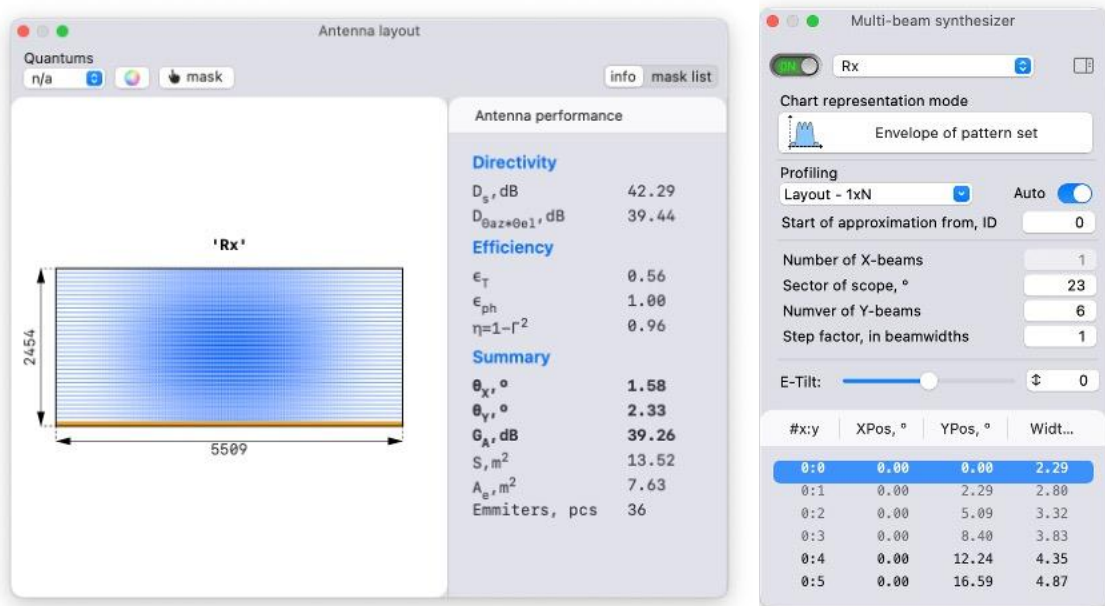


Рисунок 3.16 – Результат розрахунку амплітудного розподілу, який відповідає потрібним параметрам ДС для радару AN/TPS-75

3.2.3 Розрахунок зони виявлення цілі локатора AN/TPS-75

Розрахуємо зону виявлення цілі локатора AN/TPS-75. Для цього скористаємось вікном програми **Transmission**. Встановимо початкові межі для параметрів моделювання зони виявлення:

- висота над рівнем земної поверхні (Height) - 50 км;
- максимальна дальність виявлення цілі (Range) - 500 км;
- максимальний кут огляду в кутомісцевій площині (Simulation) - 30°.

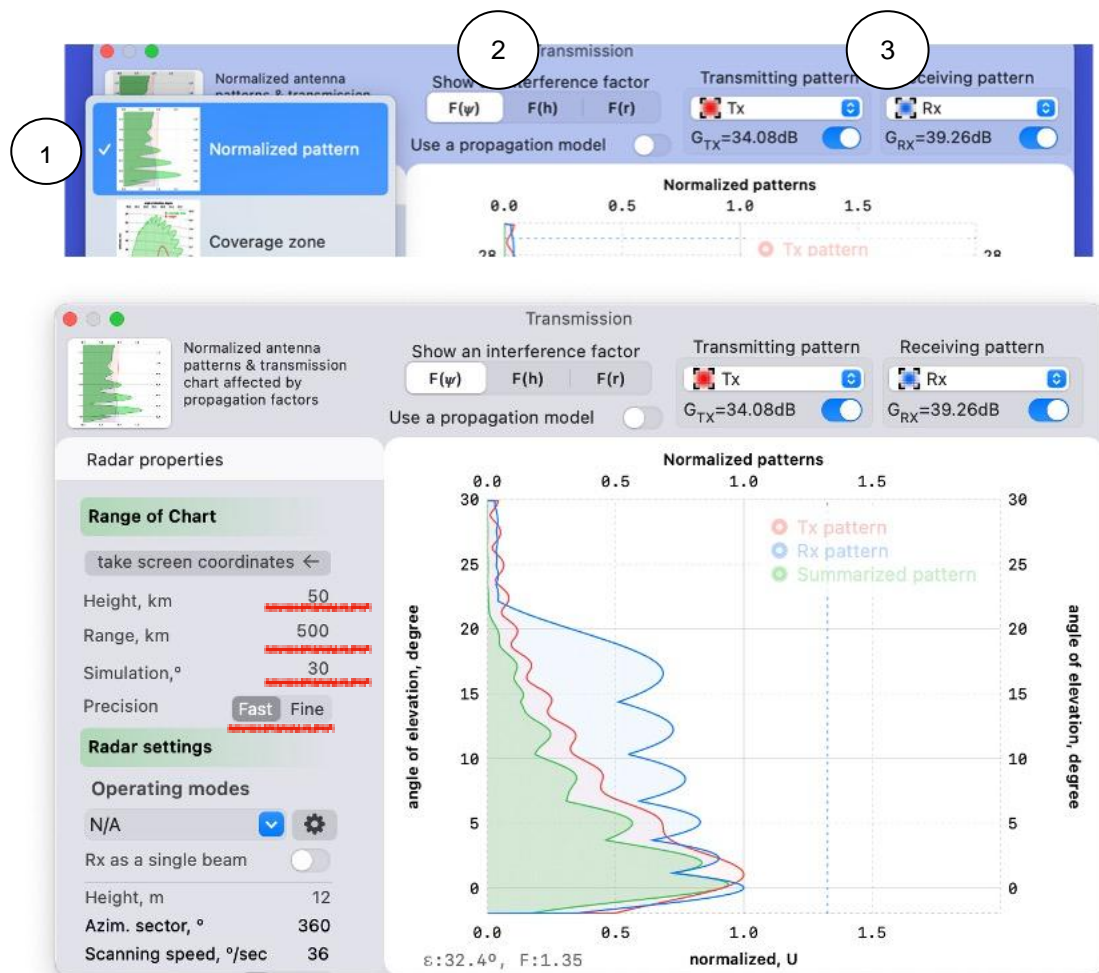


Рисунок 3.17 – Віднормовані до своїх максимумів ДС приймальної та передавальної фазованих антенних решіток

На рисунку 3.17 зображено нормовані ДС приймальної та передавальної фазованих антенних решіток (червона крива – передавальна ДС, синя крива – приймальна ДС, зелена – сумарна ДС).

Обираємо ДС передавальної ФАР (Tx), приймальної ФАР (Rx) та виберемо варіант узгодження нормованої ДС – **Normalized**. З літературних джерел впливає, що результату виявлення низько розташованих у просторі цілей буде досягнуто з найбільшою ймовірністю виявлення цілі на фоні перешкод різного походження у випадку перетинання із земною поверхнею основного променя ДС на рівні 0,5...0,7 від максимуму [19]. Прийmemo рівень перетину обох ДС таким, що дорівнює 0.8. Результати розрахунку показані на рисунку 3.18.

Далі введемо енергетичні характеристики радара AN/TPS-75 у вікно з назвою Radar settings. Це потужність транзмітера, тривалість імпульсу, швидкість сканування простору променем ФАР, і т.д. Вигляд меню вводу показаний на рисунку 3.19. Розшифруємо нижче всі параметри цього меню вводу:

- розташування на полотні ФАР фазового центру (Height) – 10 м;
 - азимутальний сектор огляду (Azim. Sector) – 360 °;
 - швидкість сканування променя у просторі (Scanning speed) – 36°/с;
 - тип поляризація випромінення (Polarization) – горизонтальна “→”;
 - черговий інтервал часу (Duty cycle) – 16%;
 - тривалість імпульсу в часі (Pulse length) – 6.5 мксек;
 - період випромінення (Time period) – 4 мс;
 - потужність транзмітера у імпульсі (Pulse power) – 3500000 Вт;
 - загальний об’єм пачки імпульсів в процесі обробки (Numb. of pulses)
- 12.

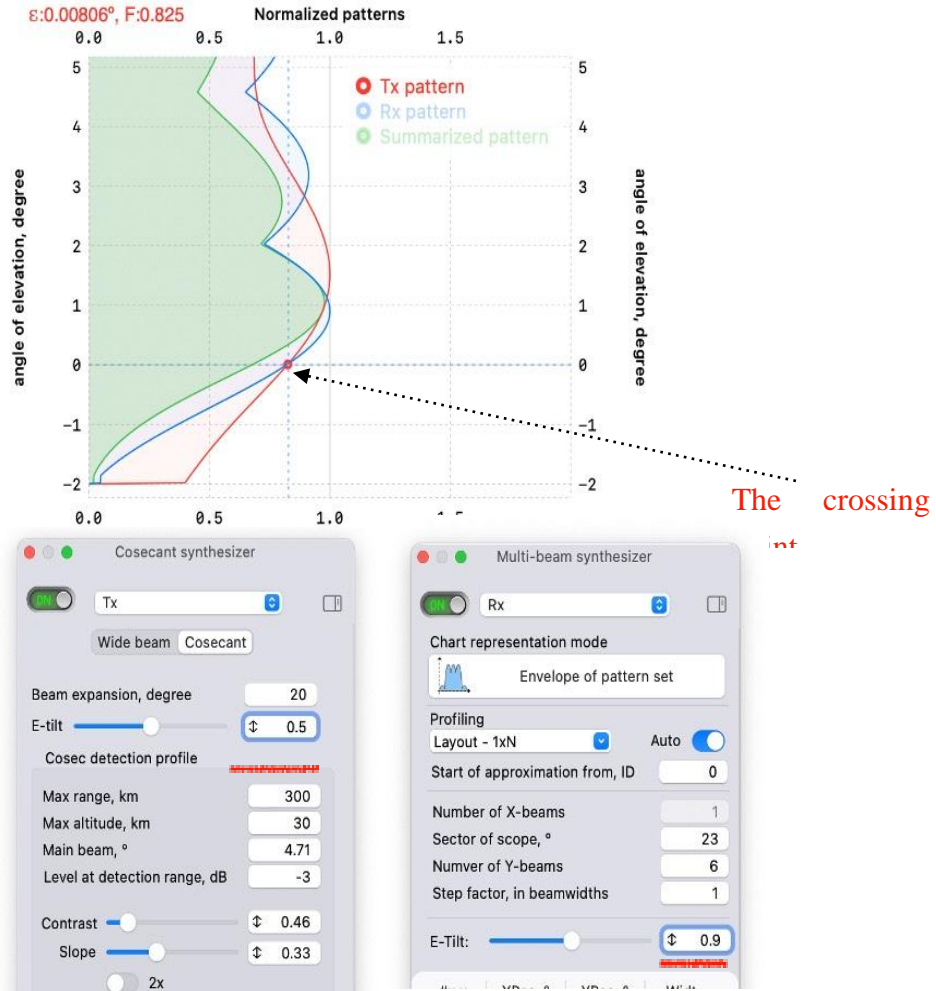


Рисунок 3.18 – Розрахунок нормованих ДС ФАР

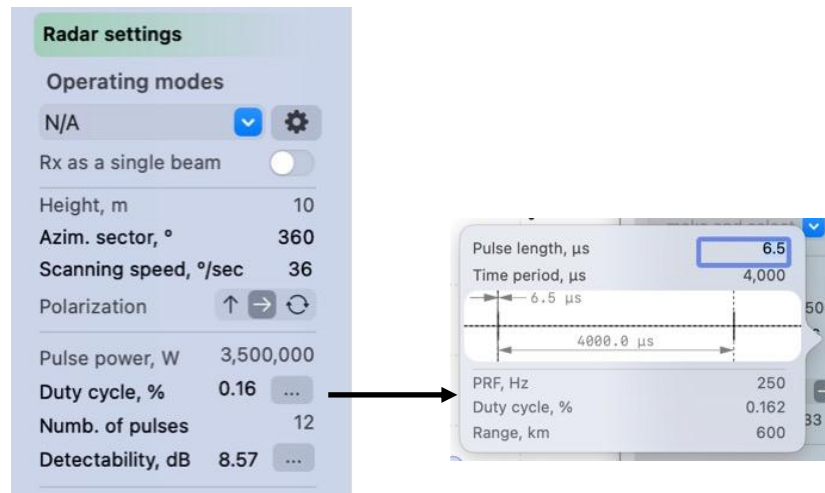


Рисунок 3.19 – Основні характеристики радару AN/TPS-75

Розрахунок такого параметру, як спроможність радару до виявлення цілі (Detectability) передбачає заповнення параметрів у окремому меню, тому що розрахунок вірогідності виявлення статистичними моделями вірогідності виявлення ґрунтується на основі застосування статистичних моделей сигналів, наприклад, однієї з моделей Сверлінга. Криві ймовірності виявлення цілі для різних значень співвідношення потужності сигналу до потужності шуму на вході приймача в залежності від статистики появи різних цілей показані на рисунку 3.20.

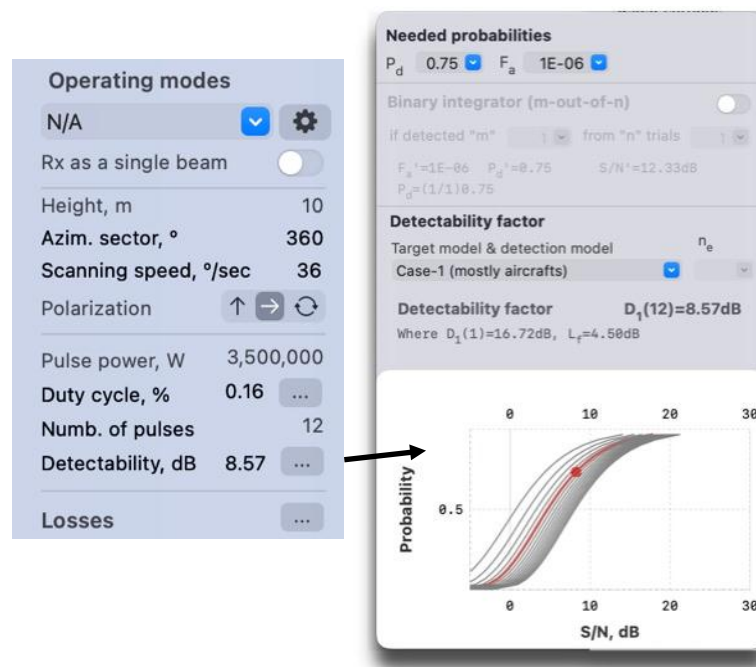


Рисунок 3.20 – Криві ймовірностей виявлення цілі

Згідно з тактико-технічними характеристиками радару AN/TPS-75 ймовірність правильного виявлення цілі $P_d=0.75$, при цьому ймовірність помилки її виявлення $F_a=10^{-6}$, при застосуванні першої моделі Сверлінга для опису статистичної поведінки цілі в просторі. Нам залишається присвоїти всім потрібним для розрахунку параметрам свої значення. В результаті отримаємо значення 8.57 дБ для фактору виявлення.

Зараз ми підійшли до найскладнішого етапу в моделюванні роботи реального локатора, а саме, до етапу оцінки рівня втрат потужності радіолокаційного сигналу, які існують в самому радарі внаслідок формування та обробки, а також при його в навколишньому середовищі, яке є неоднорідним у електрофізичному плані, ще й до того ж неперервно змінюваним у часі. Згідно до основного рівняння радіолокації (2.1), найсуттєвішими слід вважати три групи факторів зменшення енергопотенціалу будь-якого радара:

- це втрати на приймальному боці локатора, які є пропорційними до шумової температури приймального пристрою T_s ;
- втрати у фідерному тракті на передавальному боці локатора L_t ;
- втрати потужності на обробку сигналу в основному в приймачі L_{dsp} .

Розраховувати величину T_s і L_t будемо згідно відповідної структурної схеми сучасного радара з підстановкою стандартних середніх значень втрат в окремих функціональних вузлах. Саме за таким принципом в програмі побудована оцінка ймовірних втрат потужності. Орієнтовний розподіл втрат потужності по елементах структурної схем радара показано на рисунку 3.21.

Спочатку розподілимо втрати потужності в приймальному та передавальному трактах РЛС, які не пов'язані з втратами на обробку сигналу. Ці втрати ми розглянемо пізніше і окремо. В радарі типу AN/TPS-75 використовується транзміттер, що генерує і направляє потужність у фідерний тракт. Цей тракт містить розв'язувальний антенний циркулятор, який має втрати на рівні 0,35 дБ, смуговий фільтр з втратами у 0,2 дБ, антенний перемикач із рівнем втрат у 0,1 дБ, спрямований відгалужувач, який вносить власні витрати на рівні 0,2 дБ, антена з втратами на рівні 0,1 дБ і діелектричне захисне покриття, що вносить також свої втрати потужності порядку 0,5 дБ. Приймач доповнюється захистом від потужного імпульсу радіопротидії, в якому втрачається ще не менше, ніж 0,5 дБ.

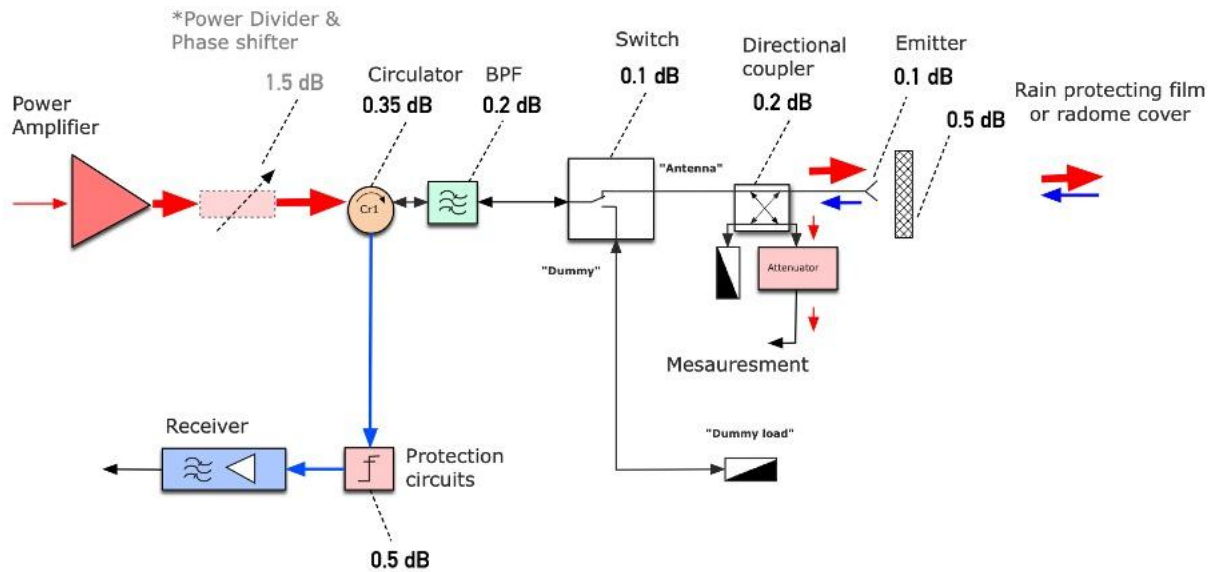


Рисунок 3.21 – Орієнтовний розподіл втрат потужності по елементах структурної схем сучасного радара

Тепер підійшла черга до оцінки втрат в схемі обробки сигналу на приймальному боці РЛС. Вона має структуру, яка орієнтовно співпадає з типовою схемою обробки сигналу на рисунку 3.22. Система цифрової обробки сигналу містить аналого-цифровий перетворювач ADC з втратами потужності на рівні 0,2 дБ, смугового формувючого фільтра, який призначений для створення двох квадратур із одного вектору сигналу I/Q, в якому втрати сягають величини у 1,4 дБ, фільтра, що здійснює стискання спектра сигналу LFM з втратами потужності у 1,4 дБ, схеми подавлення пасивних завад MTD/MTI із втратами на рівні 1,8/3,3 дБ і, насамкінець, самого детектора цілей CFAR із втратами потужності неменше, ніж 3 дБ).

Радар AN/TPS-75 крім того, ще має у своєму складі розгалужувач потужності, втрати потужності в якому можна оцінити на рівні 1 дБ. Вони легко враховуються в моделюванні загальних втрат, як і втрати будь-якого іншого блоку, за допомогою спеціального меню Losses. Результат введення в меню Losses показано на рисунку 3.23.

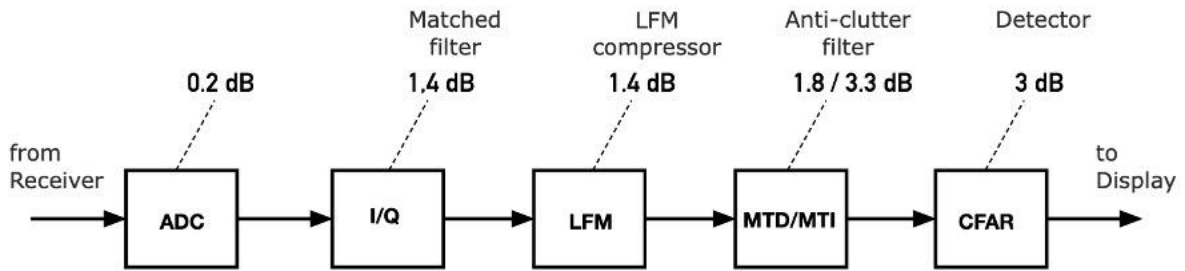


Рисунок 3.22 – Схема обробки сигналу із розподіленням рівня втрат по її функціональних вузлах

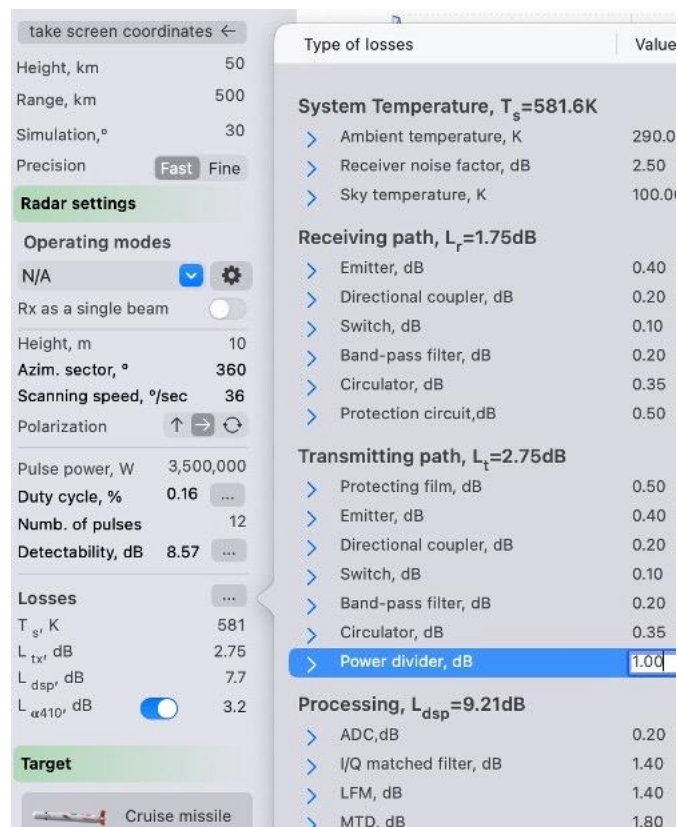


Рисунок 3.23 – Введення всіх даних по втратах потужності в схемі радару

Найскладнішим етапом, внаслідок його статистичного характеру, є оцінка рівня затування потужності в атмосфері. Причини цього затування незліченні. Основним є фактор розділення променя на 2 окремих при поширенні згідно моделі стандартної атмосфери (2.52). Значення затування приведені до висот у 10 км. Результат розраховується програмою по моделі поширення потужності на трасі протяжністю у 410 км і дорівнює $L_{\alpha 410} = 3,2$ дБ. При цьому застосовується деякий параметр дисипативних втрат потужності L_{α} , який оцінюється всіх кутів ДС в кутомісцевій площині з певним кроком по куту місця.

Далі для подальшого моделювання зони виявлення треба ввести параметри цілі. Для цього в програмі існує окреме меню Target. Його вигляд можна бачити на рисунку 3.24. В меню Target визначаються наступні параметри цілі:

- ЕПР цілі (RCS) – $1,7 \text{ м}^2$;
- висота польоту над рівнем земної поверхні (Altitude) 25 км;
- відстань до цілі (Distance) – 400 км.



Рисунок 3.24 – Меню для вводу основних параметрів цілі

Меню для введення в програму моделювання зони виявлення цілі параметрів середовища поширення радіолокаційного сигналу разом із

процедурою включення в алгоритм розрахунку моделей послаблення та викривлення цього сигналу здійснюється у вікні вводу даних навколишнього середовища Environment. Вікно меню можна бачити на рисунку 3.25.

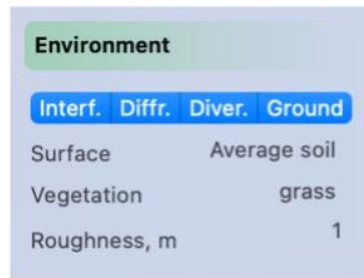


Рисунок 3.25 – Вікно для визначення параметрів навколишнього середовища

Обираються моделі, які описують певні явища взаємодії радіолокаційного сигналу із атмосферою та нерівною і неоднорідною земною поверхнею:

– інтерференція (накладення одного на інший прямого та відбитого від провідної поверхні променів) (Interf.);

– дифракція – зміна напрямку поширення електромагнітної хвилі внаслідок взаємодії її з перепорою, яка є за своїми розмірами співмірною із довжиною робочої хвилі (Diffr.);

– розширення енергії в просторі внаслідок розширення хвильового фронту при віддаленні від точки випромінювання хвилі (Diver.);

– взаємодія електромагнітних хвиль з земною поверхнею поглинання, розсіювання, затінення одних перешкод іншими, більшими за розміром, тощо (Ground).

В цьому ж меню ми можемо конкретизувати типи підстилаючої поверхні, які визначають процеси переродження випромінюваного сигналу у дещо інше завдяки взаємодії його із земною поверхнею. Тут і поглинання в атмосфері і землі, і дифракція з інтерференцією, і підсилення потужності

завдяки дифракції та подальшій інтерференції майже синфазних променів, і розсіювання на нерівностях.

Перерахуємо нижче меню, які описують різні властивості підстилаючих поверхонь і деякі типові значення висхідних параметрів цих меню:

- для меню Surface – середньостатистичний, помірно вологий, ґрунт (Average soil);

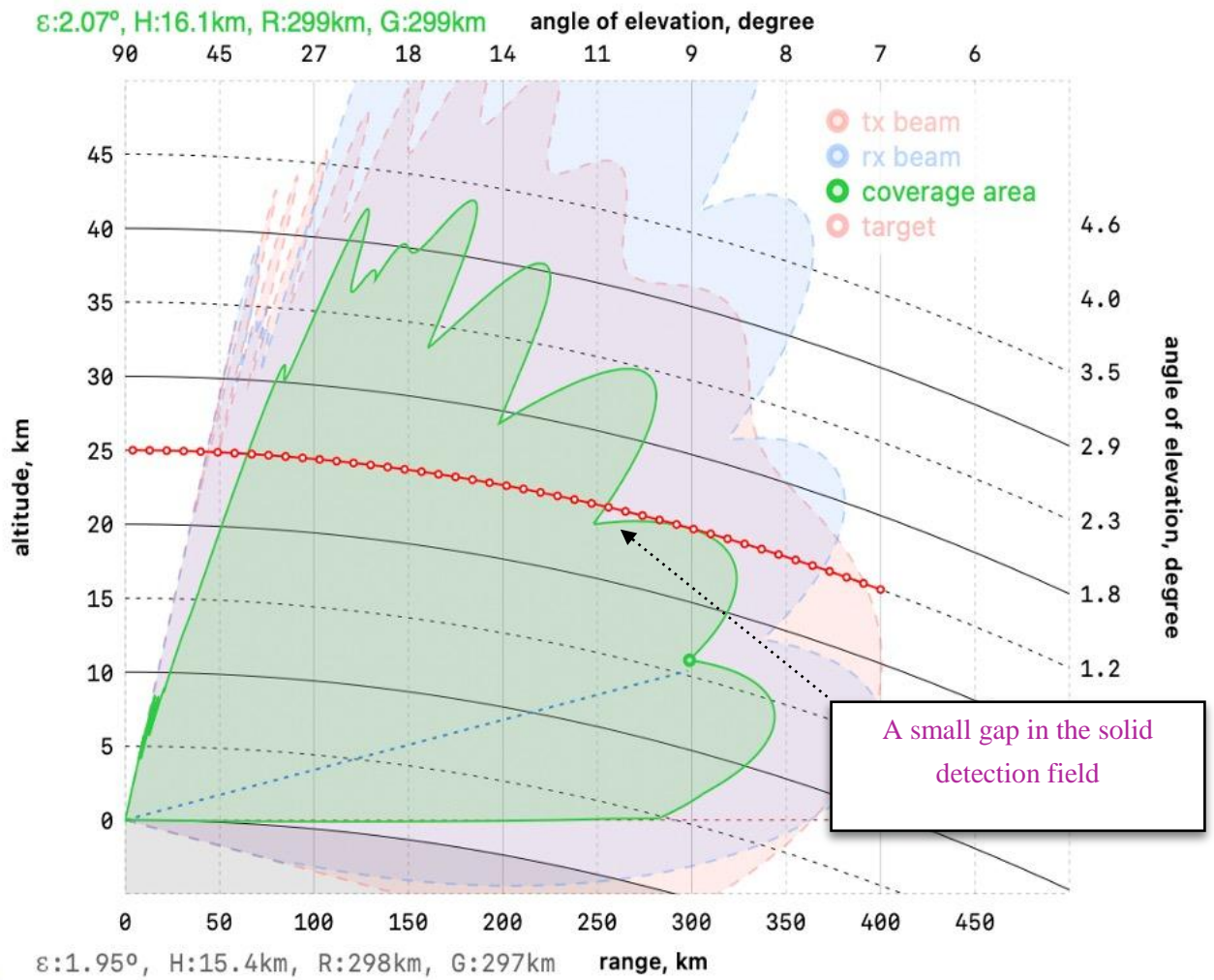
- для меню Vegetation – трава (grass);

- для меню Нерівність (Roughness) – 1 м.

В результаті остаточного розрахунку маємо форму та розміри зони виявлення цілі для радару AN/TPS-75.

Зона виявлення представлена на рисунку 3.26.

З рисунку 3.27 видно, що змодельована зона виявлення покриває область у 300 км, проте, має неіснуючий у зоні виявлення для моделі радару AN/TPS-75 на висоті 25 кілометрів провал (зелена область на рис.3.27), що означає неможливість виявлення цілі в цій частині простору внаслідок різкого зменшення енергопотенціалу РЛС. Для того, щоб подолати цю прикру обставину, треба зсунути у просторі 2-й і 3-й промені приймальної ФАР. Водночас, треба забезпечити незначний підйом головного променя передавальної ФАР.



зелена область – зона виявлення;

червона область – розподіл енергії передавача;

синя область – розподіл приймального потенціалу; червоні точки – траса цілі.

Рисунок 3.26 – Конфігурація неполіпшеної зони виявлення радару

AN/TPS-75

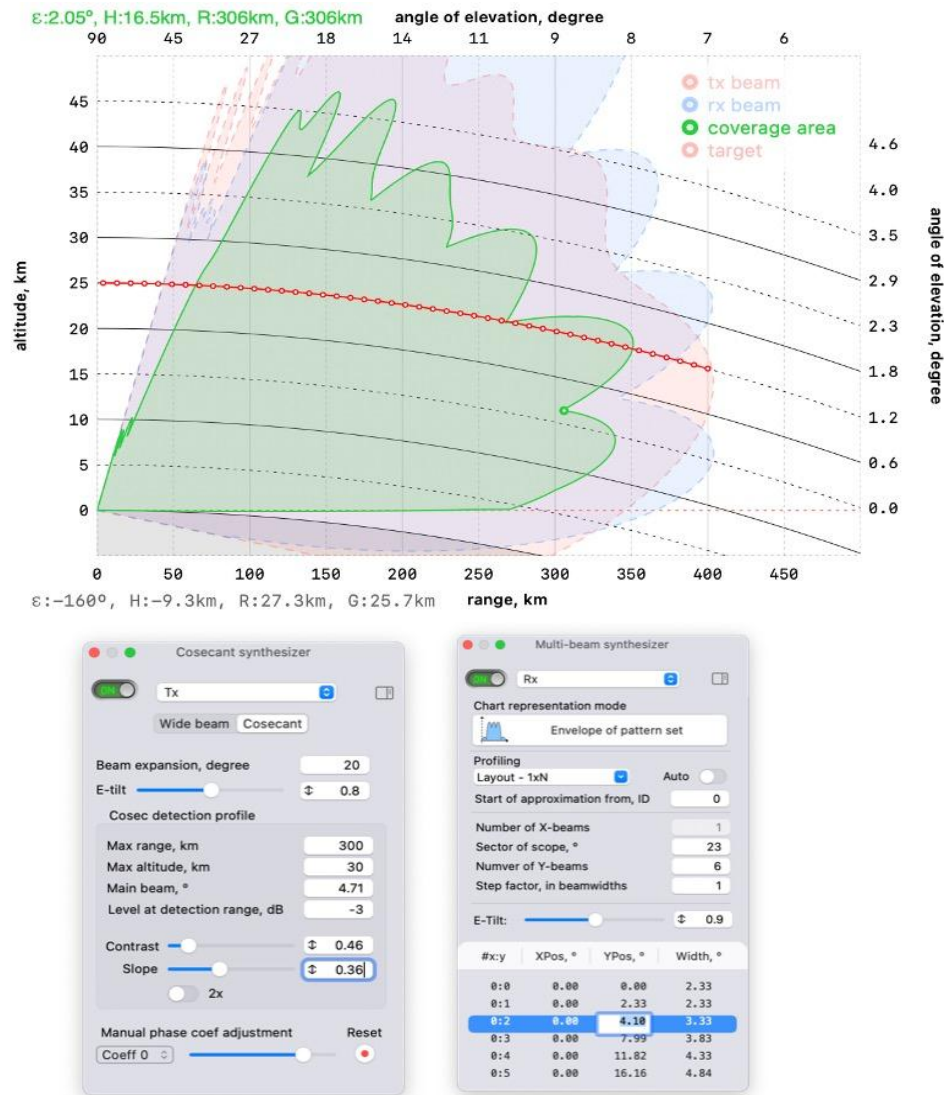


Рисунок 3.27 – Конфігурація зони виявлення до і після корекції просторового розташування пелюсток приймальної та передавальної ФАР

В нижній частині зони виявлення, при землі, спостерігається зменшення енергопотенціалу, але, внаслідок інтерференції променів поширюваних радіохвиль, енергопотенціал РЛС збільшується у приземній області до необхідних меж. Результат моделювання зони виявлення зціліла програмою, яка включає в собі врахування моделі поширення радіохвиль **Propagation model**, показано на рисунку 3.28. Видно, що межі зони виявлення цілі при землі поширилися майже до відстані у 400 кілометрів.

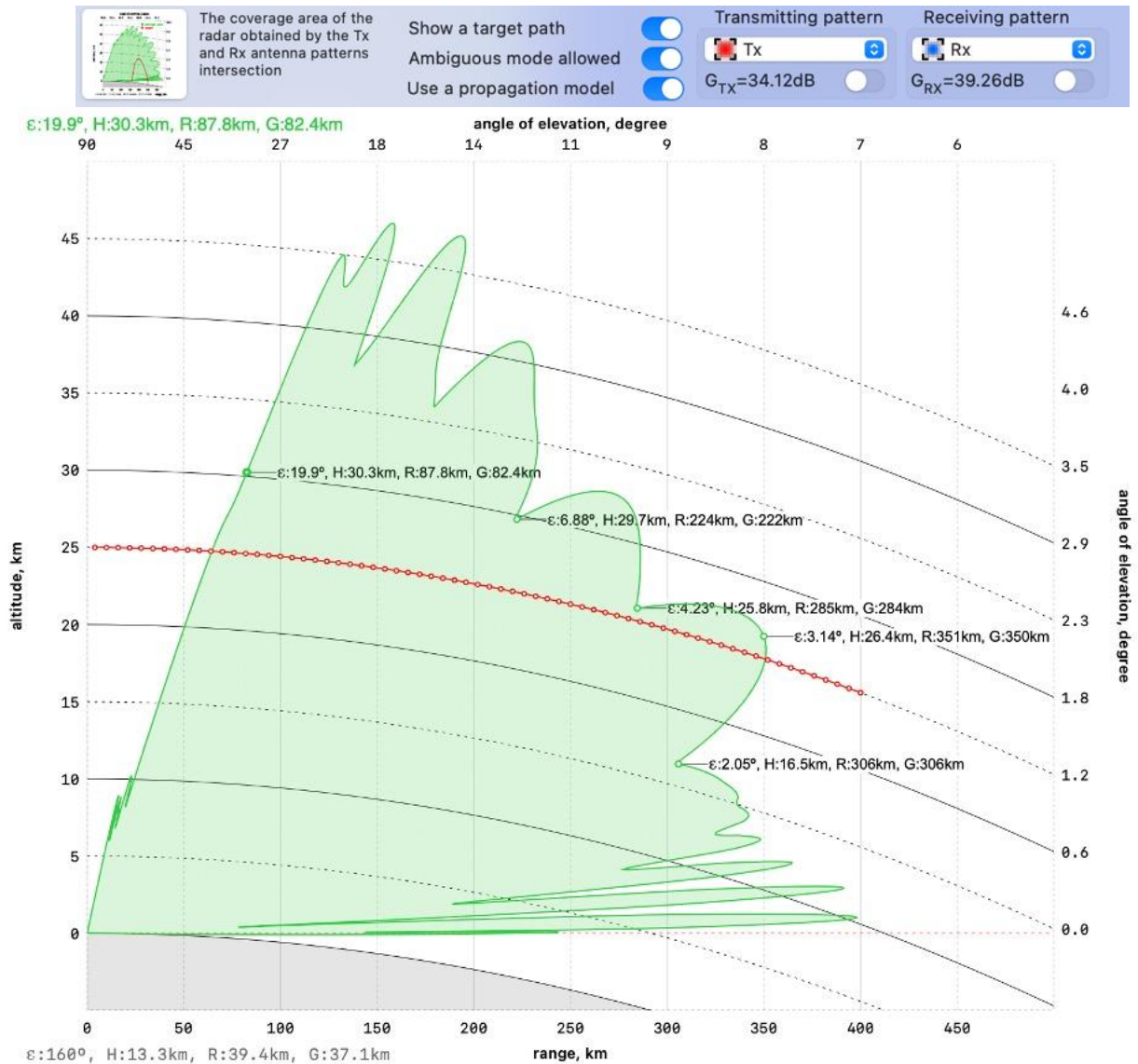
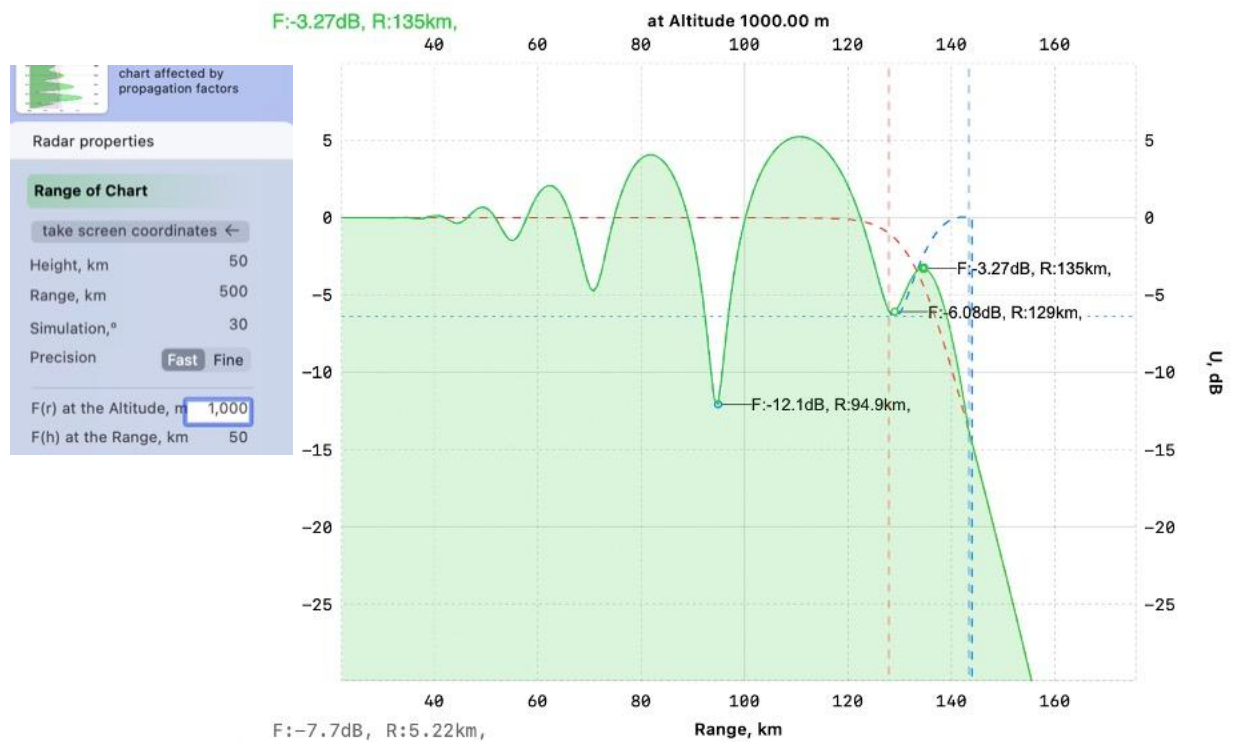


Рисунок 3.28 – Коригування зони виявлення цілі для локатора AN/TPS-75 з корекцією просторового розташування пелюсток ФАР і з врахуванням явищ інтерференції

З порівняння відомих з літературних джерел даних щодо зони виявлення радару AN/TPS-75, яка зображена на рисунку 3.4, з тією, що побудована згідно розрахунків за розробленою моделлю, зображеної на рисунку 3.28, впливає наступний висновок. Область виявлення, яку було побудовано за програмними розрахунками, показує більш рівномірне

розподілення у просторі енергопотенціалу РЛС. Розрахована зона виявлення цілі має тоншу і точнішу внутрішню структуру.

Програма надає деякі додаткові можливості виявлення цілі, що рухається на постійній висоті. Треба просто ввести цей параметр висоти цілі **F(r) at the Altitude** і змоделювати синтез зони її виявлення. Результат синтезу бачимо на рисунку 3.29.



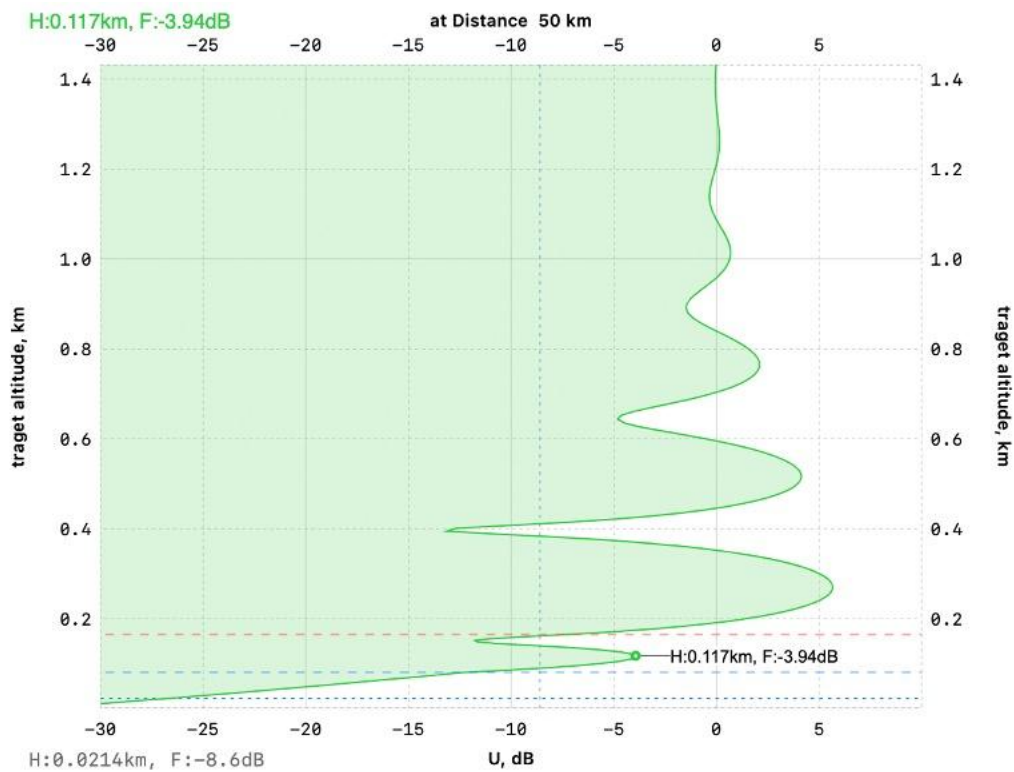
зелена зона – сигнал РЛС; червона пунктирна лінія – зона прямої видимості;
синя пунктирна лінія – зона підсилення за рахунок явища дифракції.

Рисунок 3.29 – Зміна рівня сигналу для руху цілі на постійній висоті над
земною поверхнею

Внаслідок явища інтерференції збільшується ймовірність невиявлення цілі у приземній області, однак, те ж саме явище інтерференції прямого і відбитого від земної поверхні сигналу викликає збільшення його рівня за

межами зони прямої видимості, і тим самим збільшує ймовірність виявлення цілей, які знаходяться за обрієм, тобто, поза межами прямої видимості.

Іноді складається ситуація, коли ми можемо передбачити деякі параметри руху цілі до її появи в зоні виявлення. У випадку, коли цей параметр – відстань до цілі (в нашому випадку це 50 кілометрів), скористаємося опцією програми **F(h) at the Range**. Змоделюємо розподіл радіолокаційного сигналу по висоті над поверхнею землі. На рисунку 3.30 бачимо результат такого моделювання.



зелена область – сигнал; область над червоною пунктирною прямою – область прямої видимості; зона над синьою пунктирною прямою – область підсилення радіолокаційного сигналу за рахунок явищ дифракції та подальшої інтерференції.

Рисунок 3.30 – Висотний розподіл сигналу, коли відстань до цілі є незмінною

3.3 Чисельне моделювання зони виявлення цілі для радару AN/FPS-117

Джерелом тактико-технічних характеристик радару AN/FPS-117, мобільного трикоординатного радару для виявлення і супроводу балістичних і аеродинамічних цілей різних класів було [1]. Ці характеристики в якості висхідних даних застосовувались для розрахунку зони виявлення цілі для радару AN/FPS-117 і представлені в таблиці 3.3 і на рисунку 3.31.

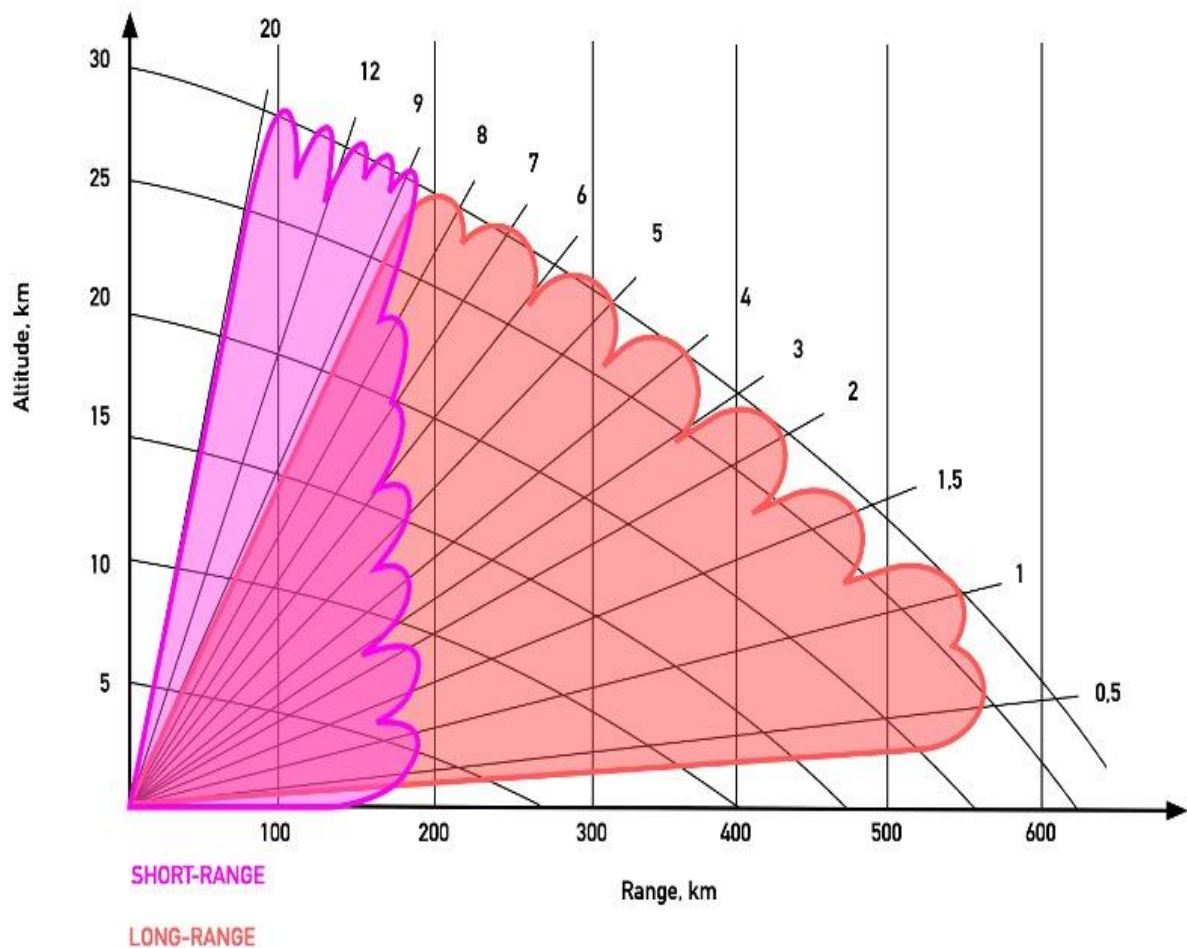


Рисунок 3.31 – Зони виявлення аеродинамічних цілей для радару AN/FPS-117 при роботі в ближній зоні спостереження (малинова область) і в дальній зоні спостереження (помаранчева область)

Таблиця 3.3 – Основні тактико-технічні характеристики радару РЛС AN/FPS-117

Параметр	Чисельне значення	Параметр	Чисельне значення
Частотний діапазон	1-2 ГГц	Пікова потужність передавача	46 кВт
Тривалість імпульсного сигналу	0.18 мс, 1 мс	Частота випромінювання	180 Гц, 625 Гц
Середня потужність передавача	8.3 кВт	Ширина ДС передавальної ФАР, у кутомісцевій площині	1.6°
Ширина головної пелюстки ДС ФАР в азимутальній площині	3.2°	Тип поляризації	горизонтальна
Ефективна площа еквівалентної апертури ФАР	30 м ²	Час огляду простору у азимутальній площині	89 мс
Швидкість механічного сканування простору в азимутальній площині	6 об./хв.	Сектор огляду простору у кутомісцевій площині	19°
Просторовий кут виявлення на максимальній дальності	1.7°	Максимальна дальність виявлення цілі розміром 1 м ² при Pd=0.9	370 км
Загальна шумова температура радару	540 К	Смуга частот сигналу	2.5 МГц
Кількість імпульсів у пачці	25	Кількість променів дальнього виявлення	8
Коефіцієнт підсилення передавальної ФАР	38.9 дБ	Кількість променів ближнього виявлення	11

На рисунку 3.32 зображено зовнішній вигляд багатофункціонального радару виявлення аеродинамічних цілей AN/FPS-117.



Рисунок 3.32 – Зовнішній вигляд багатфункціонального радару виявлення аеродинамічних цілей AN/FPS-117 (джерело: Wikipedia)

3.3.1 Введення висхідних даних до моделі радару AN/FPS-117

Радар AN/FPS-117 із своїми параметрами та характеристиками за замовчуванням входить до бібліотеки моделей радарів, то ж для початку розрахунку замість введення нових даних можна просто натиснути на потрібне символічне зображення та перейти до подальшого етапу розрахунку, натиснувши опцію Next, як це показано на рисунку 3.33.

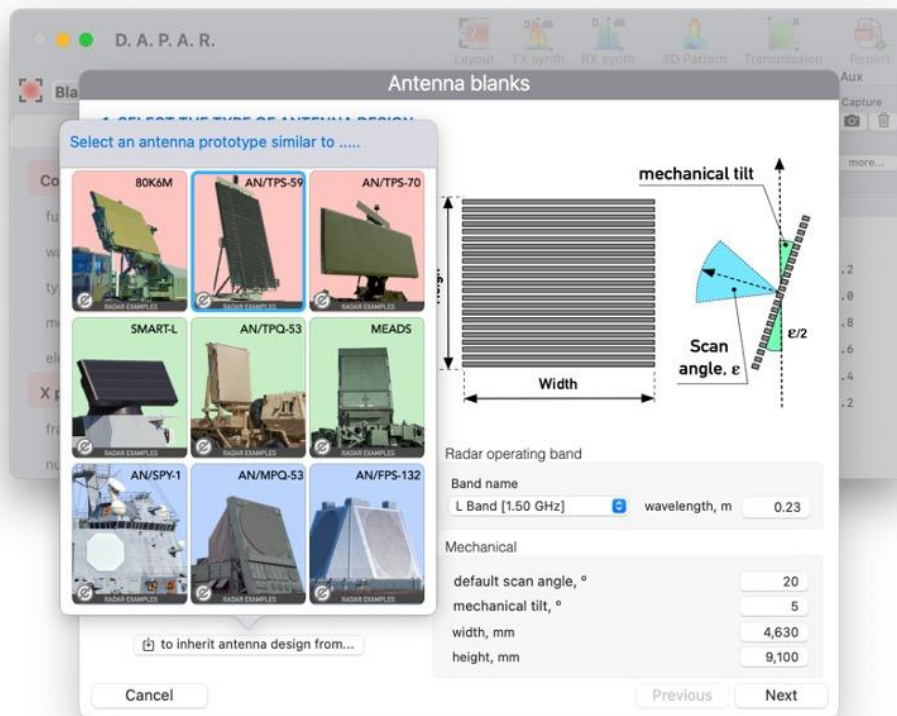


Рисунок 3.33 – Початок моделювання радару AN/FPS-117

3.3.2 Розробка передавальної ФАР радару AN/FPS-117

У радару AN/FPS-117 нескладна за конструкцією, але достатньо габаритна за розмірами внаслідок необхідності забезпечувати велику дальність дії, фазована антенна решітка, в складі якої перебуває 54 рядки випромінювачів. Особливістю побудови полотна є те, що кожен рядок має свій власний приймально-передавальний модуль, причому, цей модуль використовується як в прямому напрямку - на передачу, так і в зворотньому – на приймання сигналу, як зазначено у [18]. Нам це зручно, внаслідок однакових спрямованих властивостей ФАР на передачу та приймання в азимутальній площині немає потреби зайвий раз перераховувати ДС ФАР. Відомо [23], що для цієї РЛС ФАР передавача було створено з вимогою

забезпечення низького рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості на рівні $-29 \dots -30$ дБ. Це означає, що можна вибрати для формування ДС ФАР передавача тейлорівський розподіл амплітуди напруженості електричного поля вздовж лінійного розміру полотна решітки з рівнем найбільшої бічної пелюстки діаграми спрямованості до -30 дБ. Це відповідає наступним параметрам ФАР: $\Theta_x = 3,16^\circ$ – ширина променя в азимутальній площині та $G_a = 39,18$ дБ – коефіцієнт підсилення ФАР. Відповідні параметри для радару AN/FPS-117 $3,2^\circ$ і $38,9$ дБ, відповідно, тобто, з точністю $1,25\%$ і $0,72\%$ розраховані значення співпадають з оригінальними параметрами. В цьому випадку функція зміни розподілу потужності вздовж полотна ФАР не застосовується, бо всі модулі ФАР випромінюють однакову потужність. Це означає, що в завданні даних треба вибрати рівномірний або прямокутний амплітудний розподіл потужності **Rect** вздовж ОУ. На рисунку 3.34 можемо бачити вікно вхідних та вихідних параметрів.

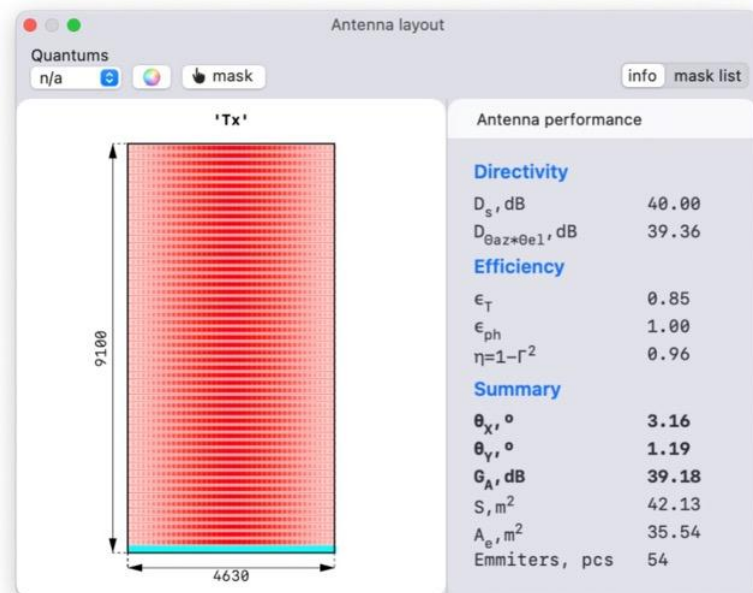


Рисунок 3.34 – Вікно вхідних та вихідних параметрів передавальної ФАР радару AN/FPS-117

3.3.3 Розробка приймальної ФАР радару AN/FPS-117

Почнемо проектування ФАР приймача з вибору амплітудно-фазового розподілу електричного поля вздовж антенного полотна. Для цього застосуємо вагову функцію відповідного типу, від якого залежить форма синтезованої цифровим способом діаграми спрямованості ФАР. Від АФР вздовж полотна ФАР залежить кількість та взаємне розташування променів в просторі. Для процедури цифрової діаграми спрямованості, як і в попередньому прикладі розрахунку, виберемо тейлорівську апроксимацію розподілу амплітуди збудження випромінювачів вздовж стовпця ФАР, якій відповідає рівень бічних пелюсток діаграми спрямованості у -30 дБ. Цьому амплітудно-фазовому розподілу відповідає ширина головної пелюстки ДС ФАР у $\Theta_y = 1,54^\circ$ для кутомісцевої площини. Відомо з параметрів радару AN/FPS-117, що відповідне значення для цього параметра дорівнює $1,6^\circ$, а коефіцієнт підсилення приймальної ФАР сягає величини 38,23 дБ, як це показано на рисунку 3.35.

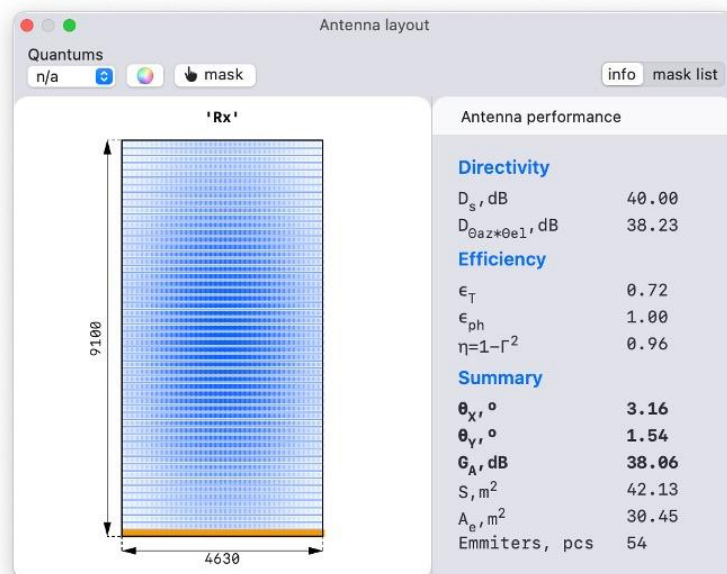


Рисунок 3.35 – Вікно вхідних та вихідних параметрів приймальної ФАР радару AN/FPS-117

Згідно сценарію, радар AN/FPS-117 оглядає навколишній простір двоетапно: спочатку формує 8 променів для огляду простору в нижній зоні спостереження $0...8^0$ на віддаленні від дислокації самого радару у 840 км; далі формується цифровим способом за допомогою діаграмоутворюючого алгоритму 11 променів задля спостереження за ближньою зоною для діапазону кутів $0 \dots 19^0$. Програма на цей випадок має в своєму складі модель ФАР приймача Rx11. Рівень перетинання променів між собою високий, що забезпечує неперервний в просторі огляд.

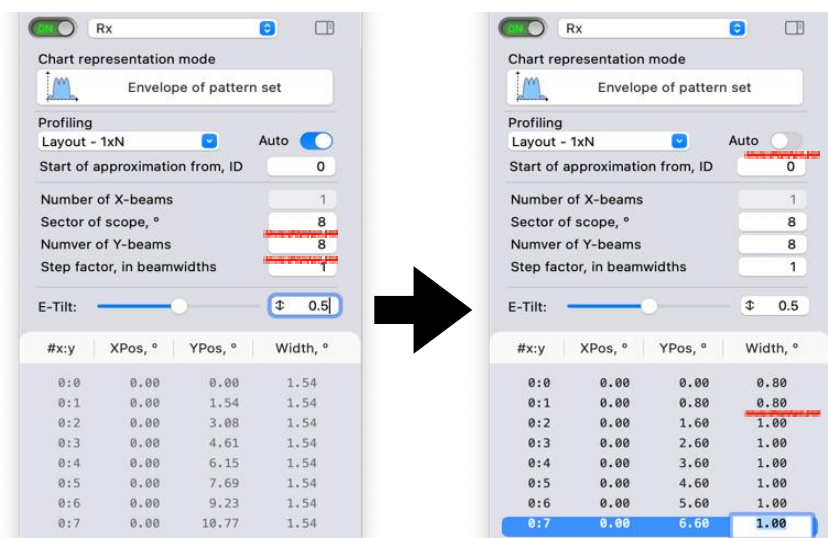
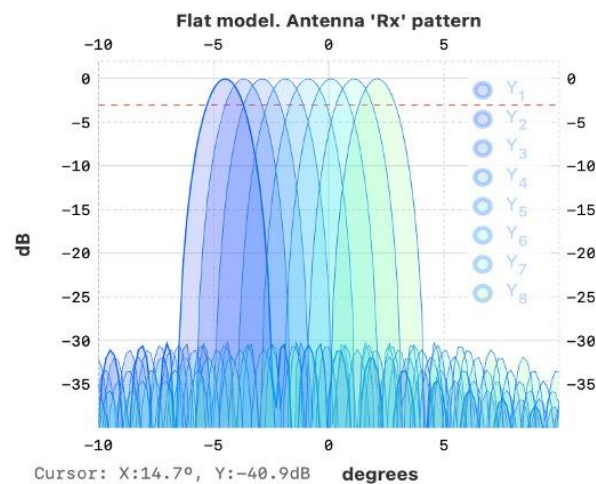


Рисунок 3.36 – Синтез ФАР приймача в найнижчому секторі кутів $(0...8)^0$ зони огляду для радару AN/FPS-117

Синтезуємо ФАР приймача, яка формує 8 променів у найнижчій області всієї зони огляду. Збільшимо ймовірність виявлення цілі шляхом збільшення густоти розташування променів у просторі і, відповідно, розмістимо їх в просторі з меншим кроком в один градус у кутомісцевій площині. Це рішення демонструє рисунок 3.36. З метою подальшого збільшення ймовірності виявлення цілі перші 2 промені розташуємо на віддаленні у $0,8^0$, як це реалізовано практично у радарі AN/FPS-117.

Так само, як описано в цьому підрозділі вище, синтезуємо ФАР приймача з ДС із 11 променів для огляду верхньої зони. Цей огляд відбувається у автоматичному режимі і відповідна цьому режиму ДС ФАР разом з її параметрами показана на рисунку 3.37.

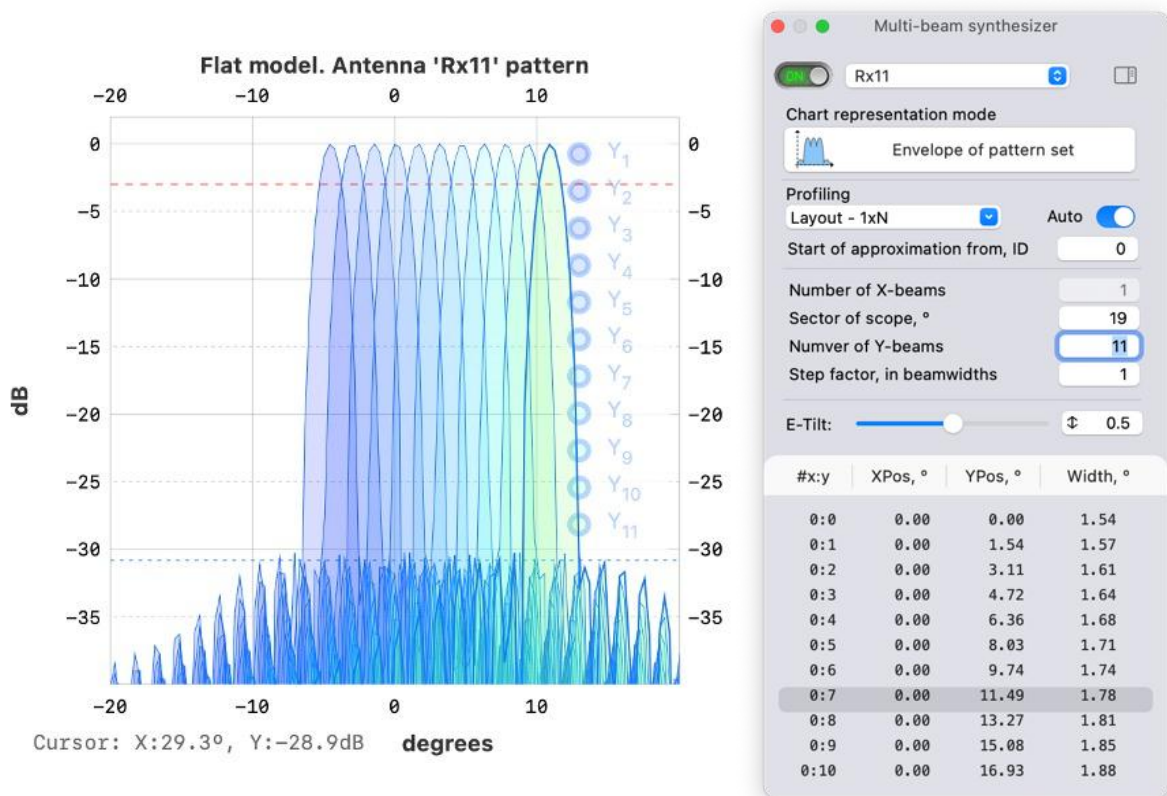


Рисунок 3.37 – Синтез ФАР приймача в верхньому секторі кутів $(0 \dots 19)^0$ зони огляду для радару AN/FPS-117

3.3.4 Розрахунок зони виявлення цілі для радару AN/FPS-117

Щоб розрахувати і побудувати зону виявлення в розробленій програмі, спочатку вводимо висхідні параметри радару:

- висота підйому фазового центру антени над земною поверхнею (Height) – 10 м;
- сектор кутів просторового огляду (Azim. Sector) – 360 градусів;
- швидкість механічного обертання антени в азимутальній площині (Scanning speed) – 36°/секунду;
- тип поляризації (Polarization) – горизонтальна;
- величина імпульсної потужності (Pulse power) – 46 кВт;
- шпаруватість імпульсу (Duty cycle) – 18 відсотків, або 0,18 у разях;
- тривалість імпульсу в часі (Pulse length) – 5500 мксек,
- часовий період випромінювання (Time period) – 1 мсек);
- 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).

Шумова температура РЛС, яка допоможе врахувати теплові втрати в системі, згідно тактико-технічних характеристик даного радару, дорівнює 540 К.

Парметри цілі для її моделювання в програмі наступні:

- ефективна поверхні розсіювання цілі (RCS) – 1 м²;
- висота польоту цілі над земною поверхнею (Altitude) – 20 кілометрів;
- дальність виявлення цілі (Distance) – 500 кілометрів.

Треба налаштувати приймальну та передавальну ФАР на максимальну відстань виявлення цілі. Для цього границя зони виявлення повинна перетинатися з рівнем половинної потужності діаграми спрямованості ФАР при куті 0^0 . Цей випадок демонструє рисунок 3.38.

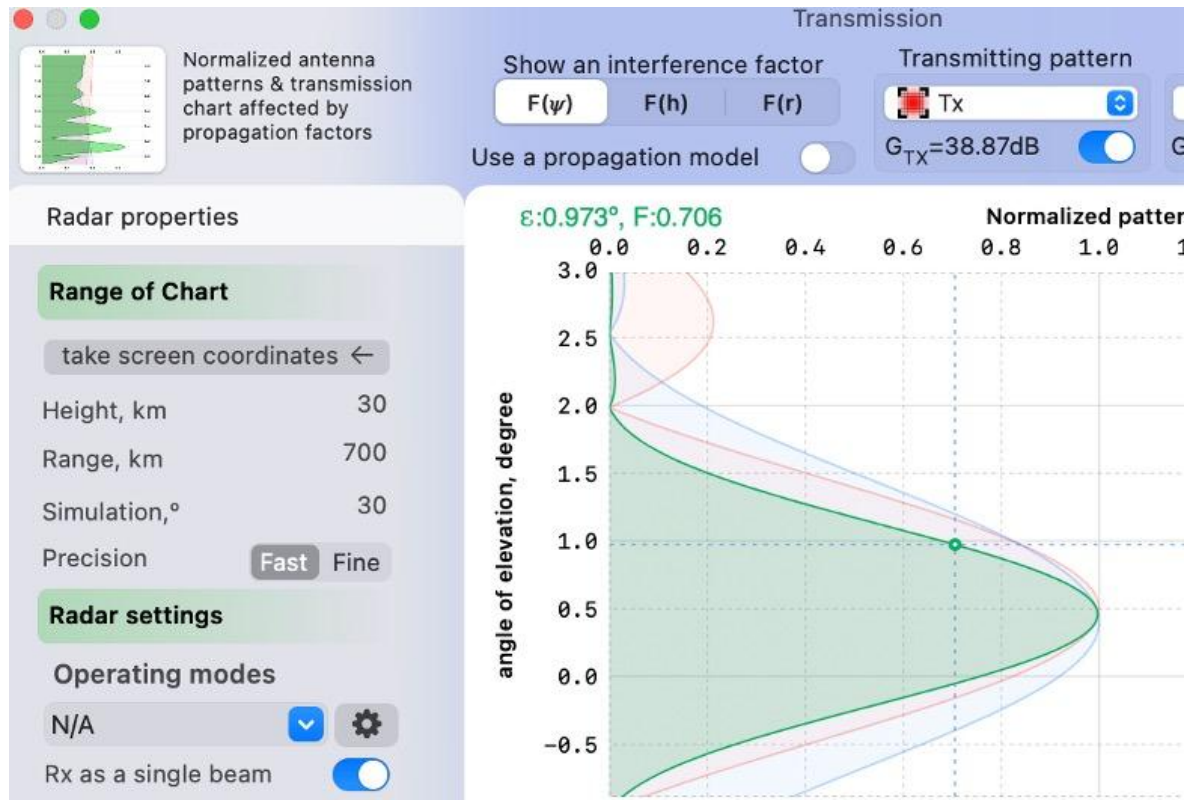


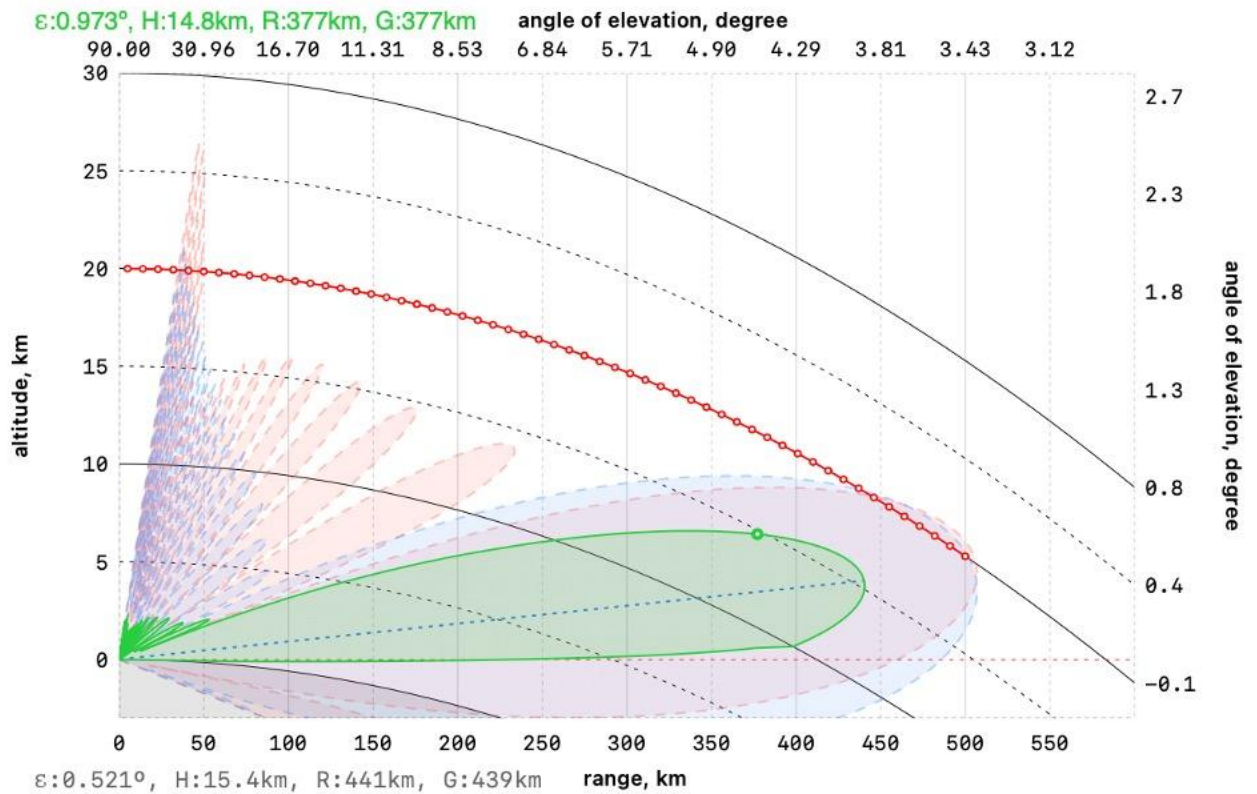
Рисунок 3.38 – Взаємне розміщення в просторі 1-го променю ФАР передавача та 1-го променю ФАР приймача

Далі змодельюємо зону огляду радару AN/FPS-117. Уявлення про її конфігурацію та параметри дає рисунок 3.39.

З рисунку 3.39 можна встановити, що дальність виявлення цілі, яка має ефективну поверхню розсіювання у 1 кв.м, сягає 377 км і позначена зеленою точкою на рівні спадання потужності до половини від її максимального значення і з точністю у 2,05 % співпадає з відповідною дальністю, яка міститься у списку тактико-технічних характеристик та в таблиці 3.3 радару AN/FPS-117 (у ТТХ дальність 370 км).

Складний двоетапний сценарій формування діаграми спрямованості ФАР для розрахунку повної зони виявлення цілі створюється за допомогою

спеціальних меню у програмі аналізу радару, які моделюють ці 2 особливі режими випромінення. Алгоритм складено на основі даних з [18].



зелена зона відповідає зоні виявлення цілі з розмірами ЕПР у 1 кв. м;
червона зона – це ДС ФАР передавача; синя зона – це ДС ФАР приймача.

Рисунок 3.39 – Результати моделювання зони виявлення AN/FPS-117 по 1-му променю ДС ФАР

Коли радар працює у нижній частині зони виявлення, він формує передавальний сигнал у вигляді одного імпульсу для кожного окремого розташування променю ФАР у просторі. Це можливо врахувати, якщо скористатись меню програми Diversity, а саме, завдати режим випромінення 2-х послідовних імпульсів на 2-х різних частотах, а також вказати режим зміни частоти повторення імпульсів. При цьому величина періоду їх

слідування підбирається таким чином, постійно можна було б реалізувати висоту спостереження за ціллю, не меншу за 30 кілометрів.

Ефект впливу різної частоти повторення зондувальних імпульсів РЛС, яка відповідає діапазону висот виявлення цілі і просторовий розподіл променів діаграм спрямованості передавальної та приймальної ФАР можна побачити на рисунку 3.40.

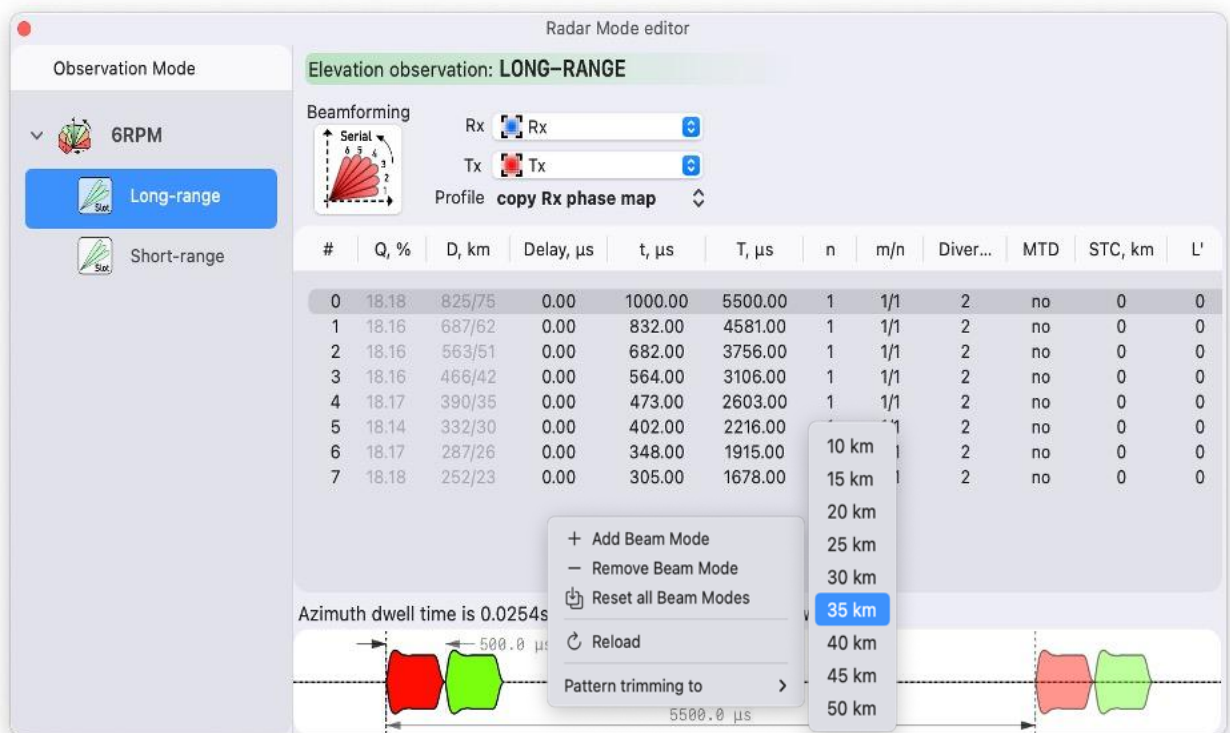


Рисунок 3.40 – Застосування алгоритму зміни частот повторення імпульсів при огляді простору в межах нижньої зони при шпаруватості імпульсів 0,18

Дія пасивних завад зменшує ймовірність правильного виявлення цілі. Особливо це позначається в верхній зоні огляду простору, де розташовуються перші 3 променя ДС ФАР. Щоб подолати небажаний вплив пасивних завад, застосовується спеціальний алгоритм захисту. Формується сигнал числового програмного керування з трьох імпульсів для першого

променя, в подальшому формується по 1-му імпульсу на кожне розташування променя при русі його в просторі. При цьому висота виявлення цілі на рівні у 30 кілометрів зберігається у межах кожного променя ФАР за допомогою зміни періоду випромінюваного сигналу. Результати розрахунку представлені на рисунку 3.41.

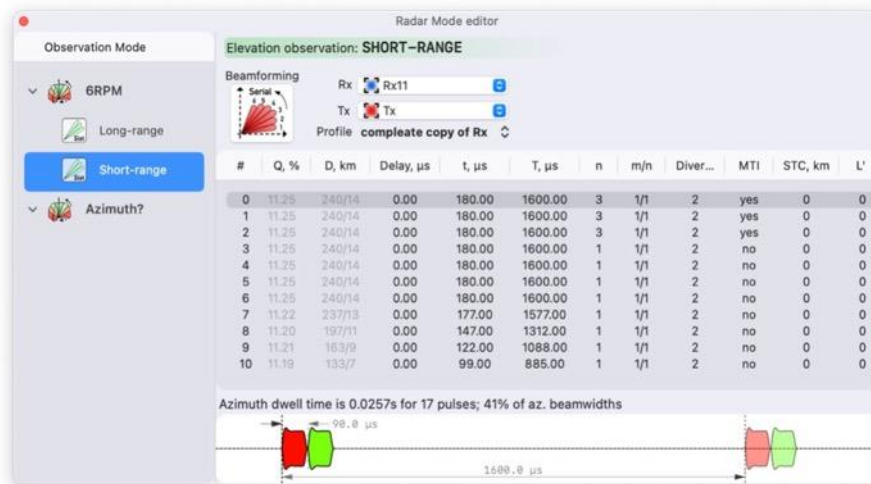
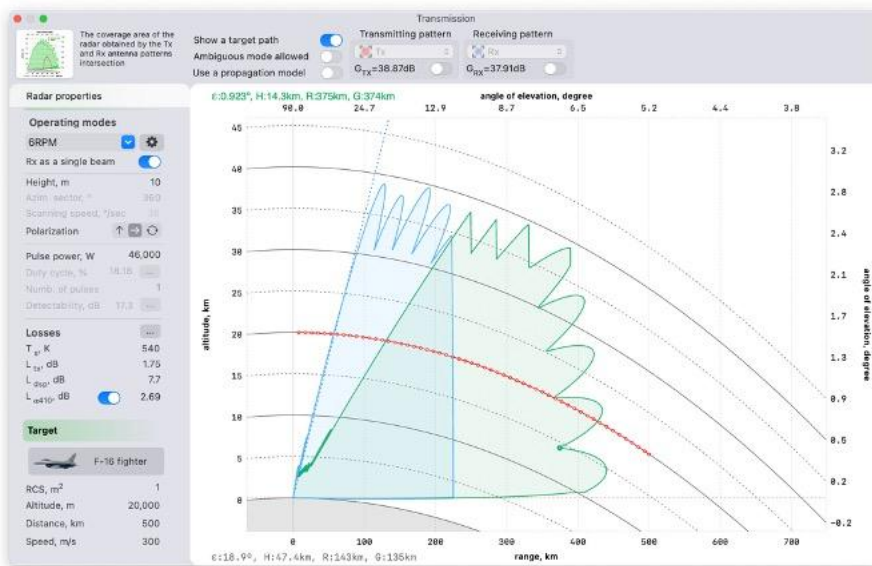


Рисунок 3.41 – Захисний режим огляду для верхньої зони, який дозволяє зменшити потужність пасивних завад на вході приймача радару

Наостанок залишилось зазначити, що програма, яку розроблено за описаним в роботі алгоритмом, досить добре впоралася з задачею визначення зони виявлення цілі для радару AN/FPS-117. Зону виявлення зображено на рисунку 3.42. При цьому програма дозволяє включати у розрахунок складні режими випромінювання для незалежного керування просторовим розташуванням кожного променя діаграми спрямованості фазованої антенної решітки окремо. Вражає точність синтезу зони виявлення і її мікроструктури, а також корисною властивістю програми є її здатність до відтворення зони огляду з урахуванням певних фізичних обмежень зразка озброєної військової

техніки, наприклад, моделювання ситуації підрізання величини енергопотенціалу, яка настає внаслідок зміни частоти випромінюваного зондувального сигналу.



зелена зона відповідає режиму виявлення цілі у нижній зоні кутів місця;
синя зона відповідає верхній зоні кутів місця.

Рисунок 3.42 – Конфігурація повної зони виявлення цілі з ефективною поверхнею розсіювання у 1 кв. м для радару AN/FPS-117

ВИСНОВКИ

В ході роботи над магістерською роботою створено модель для синтезу зони виявлення цілей сучасної багатофункціональної РЛС з фазованими антенними решітками у якості передавальної та приймальної антен. Це здійснюється на основі побудови моделі її енергопотенціалу з урахуванням як параметрів передавача та приймача, так і дисипативних втрат в обох трактах, з врахуванням втрат потужності на цифрову обробку сигналу в приймачі, а також і з оцінкою не завжди втрат, а іноді і збільшення енергопотенціалу за рахунок підсилення на трасі поширення радіолокаційного сигналу внаслідок його взаємодії із земною поверхнею.

В ході вивчення змісту літературних джерел було встановлено основні фактори, які формують конфігурацію зони виявлення цілей. Процес синтезу зони виявлення цілі ґрунтується на побудові радару з фазованою антенною решіткою, яка завдяки цифровому способу формування її діаграми спрямованості, адаптує РЛС до складної заводової обстановки навколо цілі.

За рахунок організації в програмі паралельних процесів обчислень вдалося пришвидшити отримання кінцевого результату в десятки разів. Спеціальний блок програми дозволяє врахувати вплив розсіювання потужності внаслідок її розпорошення в просторі за рахунок дифузійного розсіювання на нерівностях земної поверхні. Можливості програми тестувались на двох провідних сучасних РЛС. Одна з них, а саме, AN/TPS-75, є основним радаром військово-повітряних сил США. Це – мобільний трикоординатний радар тактичного призначення для виявлення та супроводу балістичних та аеродинамічних цілей різних класів на середніх та великих відстанях до 300 км. Що стосується другої моделі радару AN/FPS-117, то його особливістю є складний алгоритм цифрового керування незалежними променями діаграми спрямованості, який збільшує показники

завадозахищеності цієї моделі РЛС, тому що здійснюється автоматично перемикання режимів виявлення з ближньої зони на дальню і навпаки.

Порівняння розрахунків по моделях для обох РЛС дало наступні результати. Розрахунок максимальної дальності виявлення цілі з високим ступенем точності у 1,92% для радару моделі AN/FPS-117 (377 у прототипа і 370 у моделі) і з дещо меншою точністю у 5,98% для радару моделі AN/TPS-75 (279 у прототипа і 297 у моделі), що є цілком достатніми показниками точності для практичних застосувань та подальших теоретичних досліджень.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Blake L. Radar Range-Performance Analysis / Lamont Blake. – Lexington, Massachusetts: D.C. Heath, 2008. – 470 p.
2. The Radar Equation (Radars), Vol. 2, 2nd Edition for Modern Radar / Editor David Barton. – Artech House, 2022. – 452 p.
3. MATLAB. Radar Toolbox: Design, simulate, and test multifunction radar [Електронний ресурс] – Режим доступу <https://www.mathworks.com/help/radar/> (дата звернення 10.10.2023). – Назва з екрану.
4. Barton D.K. Modern Radar System Analysis Software and User's Manual: Version 3.0 / David K. Barton. – Norwood, MA: Artech House, 2020. – 158 p.
5. Chenn Z.N. Handbook of Antenna Technologies / Zhi Ning Chenn, Duixian Liu, Hisamatsu Nakano Xianming Qing, Thomas Zwick. – Singapore: Springer Reference, 2020. – 3510 p.
6. 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 p.
7. Grant I.S. Electromagnetism / I.S. Grant, W.R. Phillips. – Wiley, 2013. – 543 p.
8. Kahma K. Measuring and Analysing the Directional Spectra of Ocean Waves / K. Kahma, D. Hauser, H.E. Krogstad, S. Lehner, A.J. Monbaliu, L.R. Wyatt. – EU Publication Office, 2005. – 465 p.
9. Karasawa Y. Characteristics of L-Band Multipath Fading due to Sea Surface Reflection / Y. Karasawa, T. Shiokawa // IEEE Transaction on antenna and propagation. – Vol. AP-32. – N. 6. – June 1984.

10. Smith B.J. Geometrical Shadowing of a Random Rough Surface / B.J. Smith // IEEE Transaction on antenna and propagation. – Vol. AP-15.– N. 5. – Sep. 1967.
11. Parsons J.D. The Mobile Radio Propagation Channel / J.D. Parsons. – NY: John Wiley & Sons, 2000. – 566 p.
12. Propagation by diffraction // ITU-R Recommendation. – Aug. 2014. – P. 526-13 (2013).
13. 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 p.
14. Radio Wave Propagation and Parabolic Equation Modeling/Gokhan Apaydin, Levent Sevgi/Wiley-IEEE Press. – 2019. – 499 p.
15. Barton D.K. Radar System Analysis and Modeling / David K. Barton. – Norwood, MA: Artech House, 2018. – 561 p.
16. Di Franco J.V. Radar Detection / Julius V. Di Franco, William L. Rubin. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2008. – 670 p.
17. Radar Equations for Modern Radar / David Knox Barton. – Artech House, 2013. – 428 p.
18. 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, 2005. – 1006 p.