

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА БІОМЕДИЧНОЇ ІНЖЕНЕРІЇ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

УДК 621.37

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри біомедичної
інженерії та телекомунікацій
к.т.н., доц. Нікітчук Т.М.

« 14 » грудня 2020 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему «Дослідження дзеркальної антени для наземної радіолінії доступу до
інтернету»

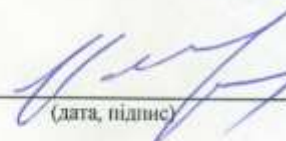
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ТРм-19-1

14.12 
(дата, підпис)

Подунай В.О.

Керівник роботи
к.т.н.доц.


(дата, підпис)

Ципоренко В.Г.

Житомир
2020

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА БІОМЕДИЧНОЇ ІНЖЕНЕРІЇ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему «Дослідження дзеркальної антени для наземної радіолінії доступу до
інтернету»

Виконав: студент 2 курсу, групи ТРм-19-1
спеціальності

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Подунай В.О.

Керівник к.т.доц.,Ципоренко В.Г

Рецензент к.т.н.доц.,Дубина О.Ф

Житомир
2020

«Затверджено»

Завідувач кафедри біомедичної
інженерії та телекомунікацій

 Т.М. Нікітчук

« 15 » червня 2020 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Подунай Віталій Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження дзеркальної антени для наземної радіолінії доступу до інтернету»

затверджено наказом по університету від «16» жовтня 2020 р. № 366/с

2. Мета дослідження: дослідити та оптимізувати характеристики дзеркальної антени для прийому сигналів наземної радіолінії доступу до інтернету

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін. Тип антени дзеркальна.)

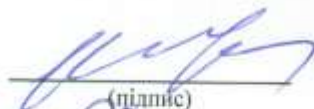
4. Основні задачі дослідження: огляд та аналіз існуючих джерел літератури; розрахунок параметрів та характеристик дзеркальної антени; підтвердження теоретичних розробок та положень програмним моделюванням

5. Термін подання роботи до захисту чудень 2020

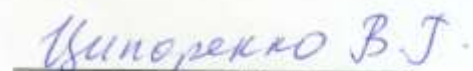
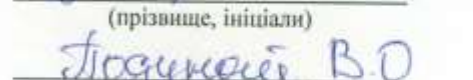
6. Дата видачі завдання « 15 » червня 2020 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)


(прізвище, ініціали)

(прізвище, ініціали)

Реферат

Структура та обсяг магістерської роботи. Магістерська робота складається з вступу, трьох розділів, висновків, переліку літератури. Загальний обсяг складає 71 сторінок, з яких основний зміст викладено на 55 сторінках друкованого тексту, магістерська робота має в собі 82 рисунків. Перелік джерел посилання нараховує 20 найменувань.

Перелік ключових слів: дзеркальна антена, радіолінія, діаграма спрямованості.

Об'єктом досліджень є процес прийому сигналів наземної радіолінії доступу до інтернету дзеркальною антеною.

Предметом досліджень є дзеркальна антена для наземної радіолінії доступу до інтернету.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідити та оптимізувати характеристик дзеркальної антени для прийому сигналів наземної радіолінії доступу до інтернету.

Для досягнення цієї мети розв'язувались наступні задачі:

- огляд та аналіз існуючих джерел літератури;
- розрахунок параметрів та характеристик дзеркальної антени.
- підтвердження теоретичних розробок та положень

програмним

моделюванням.

ЗМІСТ

Реферат	4
Вступ	6
1 Огляд і аналіз джерел	7
1.1 Дзеркальна антена	7
1.2 Принцип дії й класифікація дзеркальних антен	10
1.3 Параметри та характеристики вісесиметричної параболічної дзеркальної антени	13
1.4.Способи зменшення реакції дзеркала на випромінювання	16
1.5 Визначення частоти для наземного інтернету	18
1.6 Відомі антени для наземної радіолінії	19
2 Розробка приймальної антени	21
2.1 Технічне завдання на антену	21
2.2. Порівняльна характеристика антен. Вибір типу антени	21
2.3. Властивості та застосування прямофокусної одно дзеркально параболічної антени	25
2.4 Вибір конфігурації та розрахунок антени	27
2.5 Розрахунок фідерного тракту	19
2.6 Розрахунок опромінювача і його ДС	19
2.7 Розрахунок розмірів дзеркала і ДС параболічної антени	33
2.8 Розрахунок максимального КНД і КП параболічної антени	37
2.9 Вибір конструкції дзеркала	37
2.10 Вибір схеми і конструкції присуноктрою живлення	38
2.11 Допуски на точність виготовлення дзеркала і установки опромінювача.	39
3 Моделювання	41
3.1 Вибір та обґрунтування програми	41
3.2 Моделювання	41
Висновок	65
Література	66

Вступ

Як відомо, антена виступає в ролі проміжної ланки радіоприладів - приймачем або передавачем - і навколишнім простором, будучи свого роду перетворювачем електромагнітної енергії, її трансформатором. Передавальна антена, що живиться енергією радіопередавача, збуджує в просторі електромагнітне поле, що несе сигнал. Незначну частину енергії поля вловлює приймальна антена, що створює на вході радіоприймача ЕРС, достатню для відтворення сигналу. Та кожному механізму потрібна своя ланка. В сьогодення передовим механізмом є інтернет . Дослідити ланку найпопулярнішої технології і є найвірнішим рішенням.

Всюди-доступним варіантом є радіорелейна лінія. Найбільш поширеними видами антен для РРЛ є: дзеркальна, рупорно-параболічна, перисуноккопна, рупорна-лінзова. Застосування того чи іншого виду антени техно-економічними вимогами до радіорелейної системи. Проаналізувавши переваги та недоліки різновидів антен було прийнято рішення викориснувати в дослідженні саме дзеркальну антену.

1 Огляд і аналіз джерел

1.1 Дзеркальна антена

Параболічний відбивач [1-20], параболічна антена, дзеркальна антена - це присуноктрій, що викориснуноктовується для збору або фокусування енергії такий як, наприклад, енергія електромагнітної хвилі. Плоскі хвилі, що падають на таку антену з напрямку, паралельного осі параболоїда, перетворюються в сферичну хвилю і фокусуються в точці, де знаходиться фокус параболоїда. І навпаки, сферична виолна, яку випромінює опромінювачем, розташованим в фокусі параболоїда, відбиваючись від його поверхні, перетворюється в плоску хвилю, що поширюється уздовж осі симетрії дзеркала.

Параболічна антена, що нагадує своєю формою тарілку, є однією з найбільш часто викориснуноктовуваних в різних радіолокаційних додатках. На рисунок 1.1 схематично зображено параболічна антена. Така антена має в своєму складі кругової параболічний відбивач (дзеркало) і точковий джерело, розташований у фокусі відбивача. Цей точковий джерело називають облучателем, іноді - первинним випромінювачем.

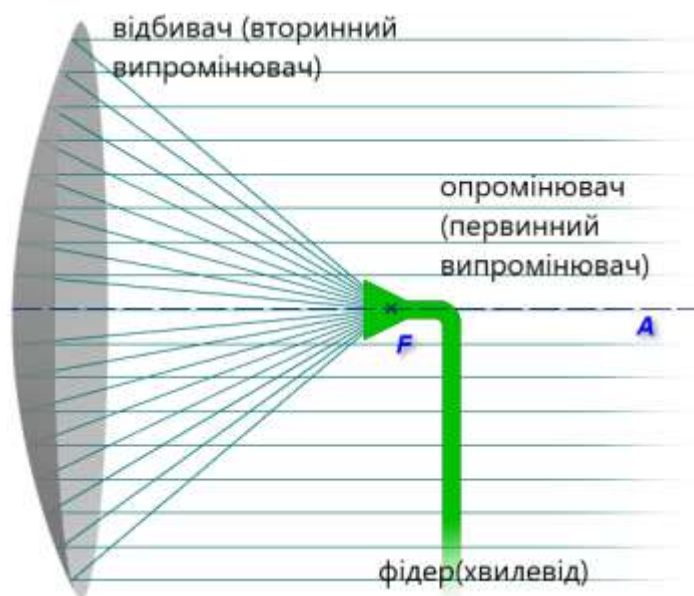


Рисунок 1.1 – Принцип дії параболічної дзеркальної антени

Круговий параболічний відбивач (параболоїд) являє собою конструкцію з металу, як правило, у вигляді каркаса (рами), покритого металевою сіткою з внутрішньої сторони. Для забезпечення необхідного відображення від дзеркала розмір осередку сітки повинен бути менше $\lambda / 10$. Таке металева сітка працює як дзеркало для електромагнітної енергії.

Для цього типу рефлектора, відповідно до законів оптики і аналітичної геометрії, все відбиті промені будуть паралельні осі параболоїда, що, в ідеалі, означає формування одного променя антени, паралельного головної осі, без бічних пелюсток. Поле, що випромінюється рупорним облучателем, має сферичний фронт. Хвиля, що досягла рефлектора і відбилася від нього, змінює свою фазу на 180° . Кут відображення хвилі дорівнює куту її падіння на рефлектор і тому після відображення всі промені будуть паралельні.



Рисунок 1.2 – Діаграма випромінювання параболоїда

На рисунок 1.2 зображена ідеалізована радіолокаційна антена в формі параболоїда обертання, що формує голчастий промінь (промінь олівцем типу). Якщо відбивач має еліптичну форму, то формується їм промінь матиме віялову форму. Поверхні антен оглядових радіолокаторів мають різну кривизну в горизонтальній і вертикальній площинах, ніж досягається необхідна ширина діаграми спрямованості в азимутальній площині (голчастий промінь) і класична косекансквадратная віялова діаграма спрямованості по куту місця.

Однак на практиці неможливо досягти ідеально результату, такого, як представлений на рисунок 1.1. Діаграми спрямованості реальних параболічних антен мають конічну форму через нерівності поверхні рефлектора, що виникають при його виготовленні. Ширина основної

пелюстки може змінюватися від 1 ... 2 градусів для одних радіолокаторів до 15 ... 20 градусів для інших.

Діаграма розсіювання параболічної антени має в своєму складі основної пелюстка, спрямований уздовж осі поширення хвилі, і кілька невеликих бічних пелюсток. При використанні рефлекторів такого типу можливе формування дуже вузьких променів.

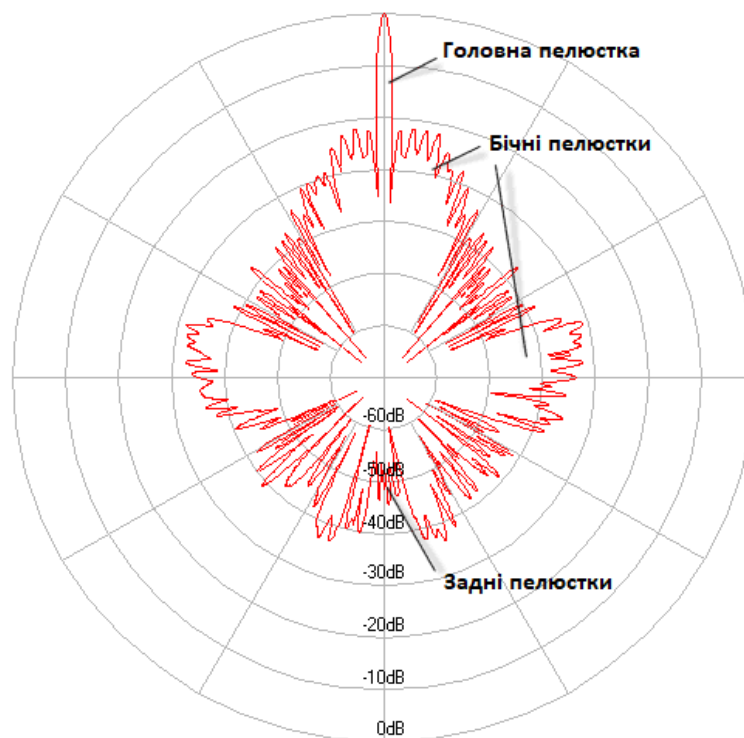


Рисунок 1.3 – Горизонтальний переріз реально виміряної діаграми випромінювання параболічної антени в логарифмічному масштабі, виміряної при польовому експерименті

Коефіцієнт посилення антени з параболічним відбивачем може бути розрахований наступним чином:

$$G \approx \frac{160^2}{\Theta_{Az} \cdot \Theta_{El}}, \quad (1.1)$$

де Θ_{Az} - ширина променя в азимутальній площині;

Θ_{El} - ширина променя в кутомісцевій площині.

Це наближена формула, але дає хорошу оцінку для більшості завдань і пояснює взаємозв'язок коефіцієнта посилення антени і ширини її діаграми спрямованості.

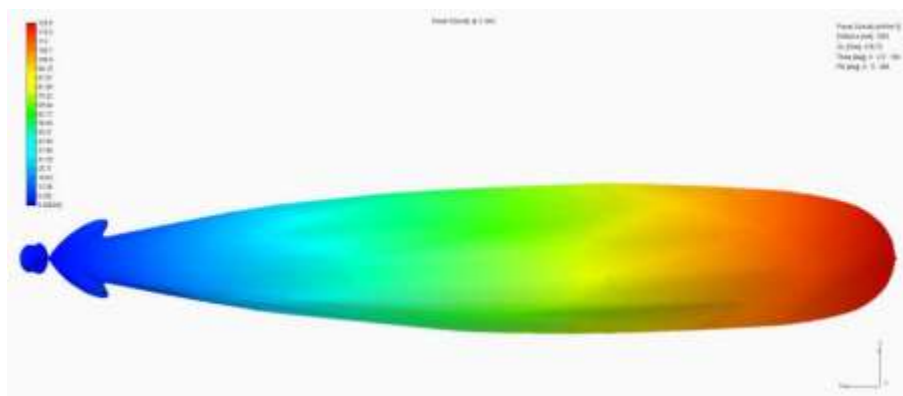


Рисунок 1.4 – Тривимірна діаграма випромінювання параболічної антени, визначена шляхом математичного моделювання

Зверніть увагу: різниця між рисунком 1.2 і рисунком 1.4 має наступний сенс: на рисунок 1.2 дальність (поздовжня координата) відкладається в лінійному масштабі, тому бічні пелюстки не помітні. На рисунок 1.4 дальність відкладається в логарифмічному масштабі, тому бічні пелюстки стають видно, а верхівка головної пелюстки стисла.

1.2 Принцип дії й класифікація дзеркальних антен

Дзеркальними називають антени, у яких необхідні спрямовані властивості забезпечуються за рахунок відбиття електромагнітної хвилі від металевого дзеркала (рефлектора) певного профілю (1 на рисунок. 5). Джерелом електромагнітної хвилі, що падає на дзеркало, є слабо спрямована антена, яка називається опромінювачем (2 на рисунок. 1.5).

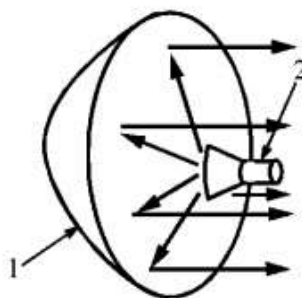


Рисунок 1.5 – Будова дзеркальної антени

Антени даного типу класифікують по кількості дзеркал і формі їхнього профілю. Найбільше поширення на практиці одержали одно- і дво-дзеркальні антени (рисунок. 1.6, з). За формою профілю розрізняють антени з параболічним, круговим, плоскими й спеціальним профілем дзеркал. До параболічного відносять антени, перетин яких деякою площиною являє собою дугу параболи. Очевидно, що параболічними є антени з поверхнею дзеркала у вигляді параболоїда обертання (рисунок. 1.6, а), параболічного циліндра (рисунок. 1.6, б), а також вирізок з них (рисунок. 1.6, в, г). Аналогічним чином кругові дзеркала виконуються у вигляді частини сфери (рисунок. 1.6, д), кругового циліндра (рисунок. 1.6, е) або вирізку з них. З усіх типів дзеркал найкращими фокусувальними властивостями володіють параболічні, до яких відносяться параболоїд обертання, параболічний циліндр і вирізки з них.

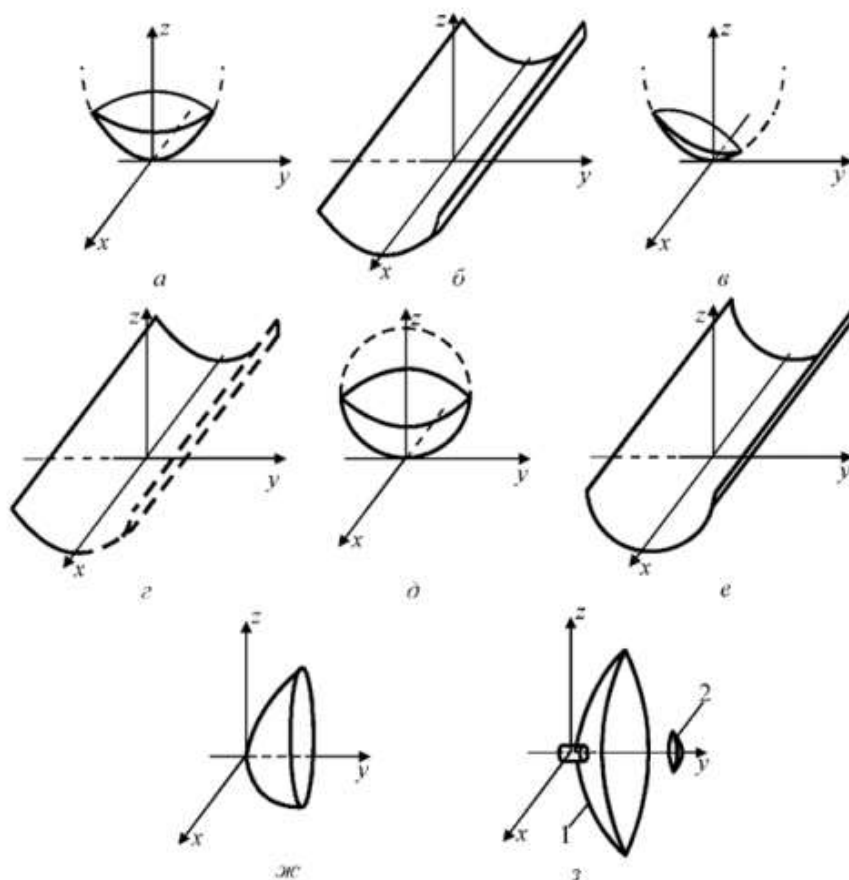


Рисунок 1.6 – Види дзеркал та форми їхніх профілів

Антени, що мають дзеркала із центральною симетрією, формують вісесиметричні (голчасті) амплітудні ДС. Параболо-циліндричні та

колоциліндричні антени мають віялові АДС із істотно різною шириною головної пелюстки в перпендикулярних площинах. За допомогою дзеркал спеціального профілю (рисунок. 1.6, ж) формують віялові діаграми спеціальної форми, наприклад косекансні. У дводзеркальних антенах (рисунок. 1.6, з) основне дзеркало 1 зазвичай є параболоїдом обертання, а додаткове 2 (меншого діаметру) може бути гіперболоїдом обертання або частиною еліпсоїда.

Характеристики дзеркальних антен у значній мірі визначаються властивостями використовуваних у них опромінювачів, до яких висуваються такі вимоги:

- АДС опромінювача $F_{\text{опр}}(\theta, \varphi)$ повинна забезпечувати необхідний амплітуднофазовий розподіл поля на розкритті й мати мінімальне випромінювання позакутом розкриття дзеркала;
- опромінювач повинен мати точковий фазовий центр;
- поперечні розміри опромінювача повинні бути малими, щоб знизити ефект затінення розкриття;
- електрична міцність опромінювача повинна бути достатньою для забезпечення роботи антенної системи без пробоя;
- робоча смуга частот опромінювача повинна забезпечувати потрібні діапазонні властивості антени;
- конструкція опромінювача повинна бути простою і забезпечувати нормальну роботу антени в різних метеоумовах.

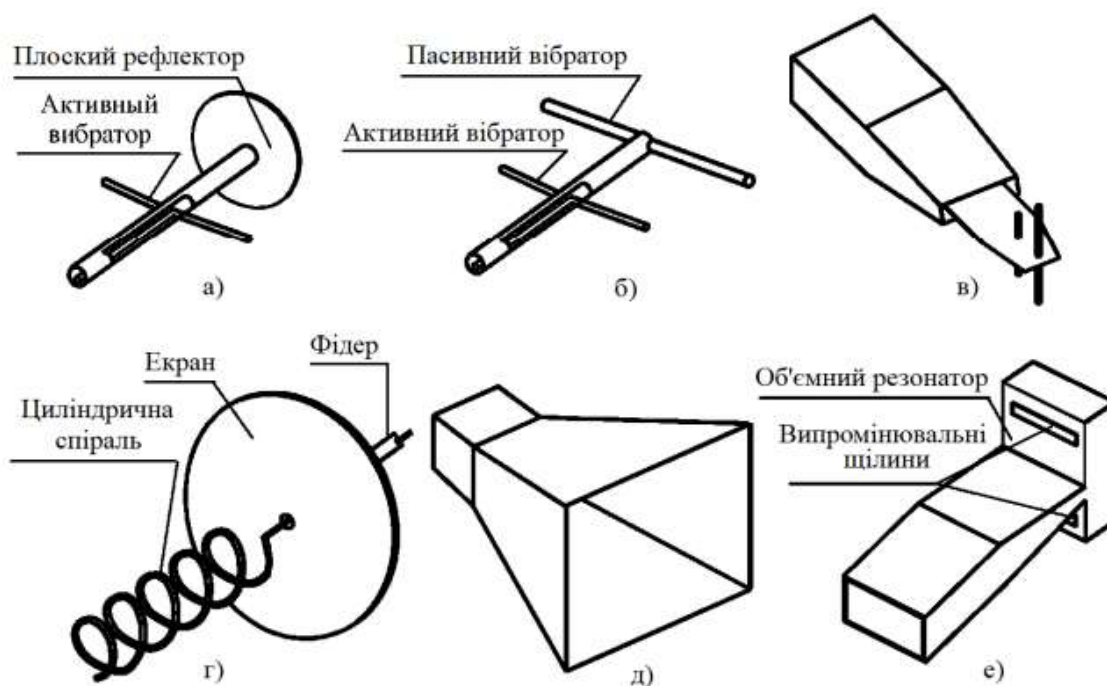


Рисунок 1.7 – Види опромінювачів дзеркальних антен: а)- б) двовібраторні опромінювачі, які живляться коаксіальною лінією; в) двовібраторні опромінювачі, які живляться хвильоводом прямокутного перерізу; г) спіральна антена; д) хвильоводно-рупорний опромінювач; е) двощілинний опромінювач

Для одночасної роботи на двох ортогональних поляризаціях можуть застосовуватися турнікетні опромінювачі. Найбільш вдосконаленими є рупорні опромінювачі, внутрішня поверхня яких гофрована (тобто являє собою сповільнювальну структуру), що дозволяє усунути кросполяризаційну складову і забезпечити осьову симетрію діаграми спрямованості.

1.3 Параметри та характеристики вісесиметричної параболічної дзеркальної антени

Вісесиметричні параболічні дзеркальні антени часто збуджуються півхвильовим вібратором з рефлектором або пірамідальним рупором, фазові центри яких повинні перебувати у фокусі параболоїда (рисунок. 1.8).

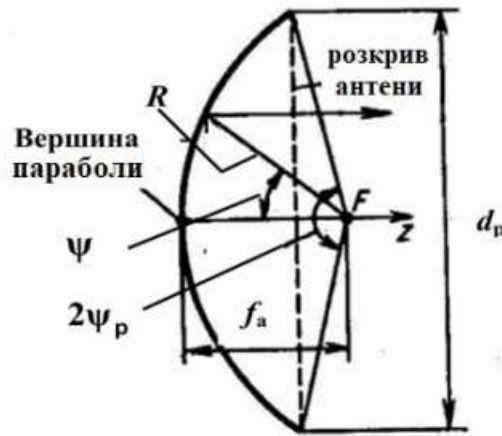


Рисунок 1.8. – Профіль параболічного дзеркала

Якщо випромінювач створює сферичну хвилю, то за рахунок властивостей параболоїда сферична хвиля перетвориться на виході апертури в плоску, а відносно широка ДС випромінювача - у вузьку ДС дзеркальної антени. Рівняння профілю вісесиметричного параболічного дзеркала в декартовій системі координат визначається формулою :

$$R(\psi) = \frac{2f_a}{1 + \cos\psi}, \quad (1.2)$$

де R - відстань із фокуса до довільної точки на поверхні дзеркала,

ψ - кут між віссю дзеркала й напрямком з фокуса в довільну точку на поверхні дзеркала,

f_a - фокусна відстань (відстань від вершини дзеркала до фокуса).

У напрямку дзеркала нормована амплітудна ДС випромінювача приблизно може бути описана виразом :

$$F_{оп}(\psi) \approx \cos^m \psi, m \geq 1, \quad (1.3)$$

- 1) Для півхвильового вібратора з лінійним рефлектором $m = 1$;
- 2) для вібратора з дисковим рефлектором $m = 2$;
- 3) для рупорних випромінювачів $m \geq 3$.

Оптимальна фокусна відстань дзеркала $f_{оп}$, що забезпечує при заданому діаметрі розкриття $d_p = 2a_p$ і заданої ДС випромінювача $F_{оп}(\psi)$

найбільше значення КСД антени, залежить від діаметра розкриву дзеркала й ДС випромінювача. Значення $f_{опр} / d_p$ для різних m наведені в таблиці 1.

Таблиця 1. Оптимальна фокусна відстань

m	$f_{опр} / d_p$
1	0,34...0,40
2	0,40...0,50
3	0,50...0,625

Діаметр розкриву d_p , повний кут розкриву дзеркала $2\psi_p$ і його фокусна відстань f_a зв'язані між собою співвідношенням:

$$d_p = 4 f_a \operatorname{tg}(\psi_p / 2), \quad (1.4)$$

Параболічну антену з вісесиметричним дзеркалом (параболоїдом обертання) і випромінювачем лінійної поляризації розглянутих вище типів при оптимальній фокусній відстані характеризують параметри:

- ширина ДС (у радіанах) у площині $H(\varphi = 0)$:

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,2\lambda / d_p, \quad (1.5)$$

- ширина ДС (у радіанах) у площині $E(\varphi = \pi / 2)$:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,3\lambda / d_p, \quad (1.6)$$

- КСД у напрямку максимуму випромінювання:

$$D_0 \approx 5,5(d_p / \lambda)^2, \quad (1.7)$$

- КБХ у фідері випромінювача:

$$K_{БХ} = \frac{1 - \lambda D_{опр} / (4\pi f_d)}{1 + \lambda D_{опр} / (4\pi f_d)}, \quad (1.8)$$

де $D_{опр}$ - КСД випромінювача.

1.4 Способи зменшення реакції дзеркала на випромінювач

Спосіб 1. З метою зменшення частки енергії, що проходить повз дзеркало, і зниження рівня бічних пелюстків діаграму спрямованості випромінювача вибирають такою, щоб поле в розкриві дзеркала було спадаючим до його краю. У цьому випадку синфазний нормований амплітудний розподіл поля в розкриві вісесиметричного дзеркала часто апроксимується поліномом виду:

$$\bar{I}(\bar{\rho}) = (1 - \delta) + \delta(1 - \bar{\rho}^2)^n, n = 1, 2, \dots \quad (1.9)$$

де $(1 - \delta)$ – рівень поля на краю розкриву щодо максимального значення в центрі, рівного одиниці при $\delta = 0$;

$\bar{\rho}$ – нормована на радіус дзеркала;

Тоді нормована амплітудна ДС параболічної дзеркальної антени приблизно може бути розрахована по теоремі про перемножування діаграм спрямованості як добуток ДС елемента Гюйгенса $F_{el}(\theta) = (1 + \cos \theta)/2$ на множники спрямованості круглого синфазного розкриву (апертури):

$$\bar{f}_\Sigma(\theta) = \left[(1 - \delta)\Lambda_1(u) + \delta \frac{\Lambda_{n+1}(u)}{n+1} \right] \quad (1.10)$$

Для гостроспрямованих антен у межах головної пелюстки ДС можна вважати $F_{el}(\theta) \approx 1$ тобто ДС дзеркальної антени в основному визначається множителем спрямованості апертури.

В рівнянні (попередньому) спеціальна функція $\Lambda_n(u) = \frac{n! J_n(u)}{(u/2)^n}$ називається лямбда-функцією порядку n і виражається через функцію Бесселя того ж порядку, аргумент якої $u = ka_p \sin \theta$. У напрямку максимуму випромінювання ($\theta = 0$) маємо $\Lambda_1(0) = 1$ функції більше високих порядків при цьому значенні аргументу перетворюються в нуль.

Поляризація випромінювання дзеркальних антен визначається поляризацією випромінювача. При цьому необхідно враховувати, що у випадку кругової

поляризації при відбитті від металевого дзеркала напрямок обертання площини поляризації змінюється на протилежний. У випадку лінійної поляризації її характер при відбитті не змінюється. Допуски на відхилення профілю дзеркала $\Delta\rho_1$ від параболи й на точність установки Δz (зсув убік дзеркала) фазового центра випромінювача у фокусі параболоїда визначаються по формулах:

$$\begin{aligned}\Delta\rho &\leq \frac{\lambda}{16(1+\cos\psi)}; \\ \Delta z &\leq \frac{\lambda}{16(1-\cos\psi_p)};\end{aligned}\quad (1.11)$$

Формули записані для випадку максимальних фазових спотворень поля в розкриві дзеркала, рівних $\pi/8$.

Зсув Δx фазового центра випромінювача з фокуса в напрямку, перпендикулярному фокальній осі дзеркала, викликає відхилення максимуму ДС антени убік, протилежний зсуву випромінювача, на кут (у радіанах):

$$\delta\theta \approx K_p \Delta x / f_a, \quad (1.12)$$

де K_p - коефіцієнт, що залежить від розмірів і фокусируючих властивостей антени й обумовлений по формулі:

$$K_p \approx 1 - 0,5(0,25d_p / f_a)^2, \quad (1.13)$$

Для зменшення реакції дзеркала на випромінювач поблизу вершини параболоїда на його осі може встановлюватися плоский відбивач, що компенсує. Діаметр d_k цього відбивача і його мінімальне видалення z_k від вершини параболоїда (уздовж осі) визначаються по формулах

$$d_k = \sqrt{4\lambda f_a / \pi}; z_k = \lambda / 24, \quad (1.14)$$

Спосіб 2. Іншим способом зменшення реакції дзеркала на випромінювач є викориснування усіченого параболоїда з випромінювачем,

винесеним з поля дії відбитих від параболоїда хвиль. Така антена має ширину променя на рівні 0,5 по потужності (у радіанах):

- у площині H :

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,2\lambda / d_p, \quad (1.15)$$

- у площині E :

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,2\lambda / a_p, \quad (1.16)$$

де d_p і a_p - розміри розкриву дзеркала в зазначених площинах.

Для зменшення маси й вітрового навантаження, а також зниження рівня кросполяризованого випромінювання поверхня дзеркала перфорується або виконують решітчасто. Коефіцієнт проходження (просочування) енергії ЕМХ через перфоровану поверхню розраховується по формулі

$$T_{np} = \left(\frac{8}{3} \frac{d_{om} \cdot S_{om}}{\lambda \cdot S_p} \right), \quad (1.17)$$

де d_{om} - діаметр отворів; S_{om} - загальна площа всіх отворів у рефлекторі; S_p - площа поверхні, яка відбиває ЕМХ [1-20].

1.5 Визначення частоти для наземного інтернету

Орієнтуючись на компанія «Київстар» ,яка надає послуги наземного інтернету, можна визначити робочий діапазон частот.

- Мережа 3G працює на таких радіочастотах: 1965-1980 / 2155-2170 МГц.
 - Мережа 4G працює в діапазоні 2600 МГц, а з 01 липня 2018 - 1800 МГц.
- Тому, доцільним буде дослідити робочий діапазон частот 1700-2700 МГц

1.6 Відомі антени для наземної радіолінії



Рисунок 1.8 – Параболічна антена з робочою назвою «Kroks KNA24-1700/2700 - Параболічна MIMO антена 24 дБ»

Конструкція антени оригінальна, і дозволяє передавати дані на великі відстані - до 20 кілометрів. Присуноктрій має низьку вітрове навантаження, завдяки чому її можна встановити на самій верхівці щогли. Навіть якщо буде сильний вітер, можете не турбуватися, так як на роботі антени це ніяк не відобразиться.

Присуноктрій має високу посилення - 24 дБ, що дозволить корисуювачеві завжди залишатися на зв'язку, навіть якщо він при цьому працює на віддаленій відстані від базових станцій.

При виготовленні Kroks KNA24-1700 / 2700 були використані міцні і високоякісні матеріали, що забезпечує присуноктрою тривалий термін експлуатації.

Антенa Kroks KNA24-1700 / 2700 складається з дротяного параболічного прямофокуснуу рефлектора, MIMO опромінювача, а також кріплень опромінювача і рефлектора.

Присуноктрій має невелику вагу, що забезпечує корисуюноктувачеві комфортну транспортування антени. Викорисуюноктовувати дану модель антени можна в тій місцевості, де вже жодна антена не справляється. З Kroks KNA24-1700 / 2700 ви можете бути впевнені в тому, що у вас завжди під рукою буде якісний і швидкісний інтернет.

Отже,

- Габарити 130 x 680 x 780 мм
- Робочий діапазон частот 1700-2700 МГц
- Підсилення антени 24дБ
- КСХ в робочому діапазоні не більше 1.5
- Поляризація – лінійна
- Вхідний опір -50 Ом
- Максимальна потужність – 100 Вт
- Допустиме вітрове навантаження – 25 м/с
- Діпазон робочих температур від -40 до +50° С
- Максимально допустима вологість повітря -100%
- Стандарт зв'язку : 3G (UMTS2100), 4G(LTE2600), LTE 1800, GSM 1800
- Тип монтажу: на трубу

На рисунку 1.8 представлена ще одна відома та доступна антена.



Рисунок 1.8 Антена з робочою назвою «Комплект 3G / 4G LTE антенн MIMO
2 x 27 dBi»

3G / 4G MIMO антена з супутниковим відбивачем до 30 дБ забезпечить саме тією швидкістю, якої так не вистачало для перегляду фільмів у високій роздільній здатності, онлайн-ігор, а також для вирішення робочих питань.

Швидкість роботи інтернету з комплектом антен MIMO 2 x 27 dBi збільшується в 3 рази, тому ви можна бути впевненим в якісній і надійній організації роботи в Мережі.

Переваги та особливості:

- Якщо ви збираєтеся викориснуковувати антену разом із супутниковою «тарілкою», то коефіцієнт посилення може збільшитися до 30 дБ;
- 3G / 4G MIMO антена сумісна з усіма провідними операторами мобільного зв'язку, які працюють на території України - Київстар, Lifecell, Vodafone і TriMob;
- Антена має вертикальну поляризацію;
- Присунотрій працює в частотному діапазоні 1800 - 2600 МГц;
- 3G / 4G MIMO антена «Ultra Signal» не має схожих за коефіцієнтом посилення антен;
- Присунотрій розрахований на тривалий термін експлуатації, так як при виготовленні антени були викориснуктані високоякісні та міцні матеріали;
- Корпус антени з супутниковим відбивачем і якість її кріплень дуже надійні, тому такі погодні умови як сніг, дощ, вітер не матимуть негативний вплив на роботу присунотрою.
- Даний комплект антен стане вашим незамінним помічником, який забезпечить Вас якісною і високошвидкісний роботою в мережі Інтернет.

Висновок. В даному розділі була представлена інформація про дзеркальну антену. Було запропоновано способи зменшення реакції дзеркала на випромінювач. Також було наведено параметри та характеристики висесиметричної параболічної дзеркальної антени та принцип дії й класифікація дзеркальних антен. Було визначено робочий діапазон для наземної радіолінії :

1700-2700 МГц, подальше дослідження буде відбуватись орієнтуючись саме на цей діапазон робочих частот.

2 Розробка приймальної антени

2.1 Технічне завдання на антену

Розробити приймальну антену РРЛ з наступними параметрами:

1. Діапазон робочих частот $f_p \in [1,7 - 2,7] \text{ ГГц}$. Робоча частота (середня):
 $f_p = 2,2 \text{ ГГц}$.
2. Коефіцієнт підсилення приймальної антени $G_A = 40 \text{ дБ}$.
3. Ширина головної пелюстки на рівні -3 дБ в Е та Н – площинах не більше за $\Delta\theta_{0,5} = 2^\circ$.
4. Максимальний рівень бічних пелюсток не більше за $\gamma = -20 \text{ дБ}$.

2.2 Порівняльна характеристика антен. Вибір типу антени

В таблиці 2.1 наведено переваги та недоліки основних можливих типів антен:

Таблиця 2.1

Тип антени	Характеристика
<u>Дзеркальні</u> 1. Рупорно-параболічні 2. Осесиметричні – Однодзеркальні – Двохдзеркальні (за схемою Кассегрена або Грегори) 3. Перископкопні 4. Офсетні	Легко забезпечують високу спрямованість, ширококутові, мають порівняно просту конструкцію. При високих частотах вимоги до точності виготовлення дуже жорсткі (відхилення порядку λ). Кругова поляризація забезпечується конструкцією опромінювача або введенням додаткових елементів, що ускладнить і збільшить масу конструкції.

<u>Спіральні</u> 1. Циліндричні 2. Плоскі 3. Конічні	Основна перевага – легкість забезпечення поляризації електромагнітних хвиль, що близька до колової без введення додаткових елементів, простота конструкції. Проте для здобуття висконаправленої антени її довжина має бути недопустимо великою (не виконується умова механічної міцності).
<u>Вібраторні</u> 1. Рамочні (магнітні вібратори) 2. Петлеві (Вібратор Пістолькорса) 3. Одновібраторні 4. Турнікетні	Найбільш прості у виготовленні, унаслідок чого найбільш поширені, особливо на частотах метрового і дециметрового діапазонів. Унаслідок низького КНД викориснуноктовуються в основному як приймальні. Легко може бути реалізована як лінійна, так і кругова поляризація (турнікетні антени). При викориснуоктанні спеціальної конструкції можуть бути досить широкосмугові (диполь Надененко) – смуга до 50%. Вхідні опори можуть змінюватися у великому діапазоні значень залежно від конструкції
<u>Лінзові</u> 1. Неоднорідні 2. Присуноккорюючі 3. Сповільнюючі 4. Геодезичні	Забезпечують високу спрямованість випромінювання/прийому, проте в порівнянні з дзеркальними менш вимогливі до точності виготовлення поверхні, мають 3 міри свободи (2 поверхні заломлення і закон розподілу коефіцієнта заломлення) для додання антені додаткових властивостей (ширококутне гойдання діаграми спрямованості, потрібний розподіл амплітуди і фази поля по розкриву). Також відсутнє затінювання розкриву опромінювачем. Істотними недоліками є велика маса, вузькосмуговість і втрати

	в речовині лінзи.
<u>Хвильоводно-щілинні антени</u> 1. Резонансні 2. Нерезонансні	Зважаючи на відсутність виступаючих частин випромінююча поверхня може бути поєднана із зовнішніми обводами корпусу літального апарату. Розподіл поля в розкритті може вибиратися в широких межах за рахунок зміни зв'язку випромінювача з хвильоводом; має порівняно простий збуджуючий присуноктрій, проста в експлуатації.
<u>Рупорні</u> 1. Пірамідоподібні – Н-, Е- секторні – Гострокінцеві – Клиноподібні 2. Конічні	Є модифікацією простого випромінювача у вигляді відкритого кінця хвильоводу, видозміненого для здобуття більшого КНД. Це найбільш прості антени, що є частиною живлячого хвильоводу. Мають високий ККД, є широкосмуговими присуноктромами, проте для досягнення високого КНД необхідно сильно збільшувати розміри розкриття рупора. Для забезпечення кругової поляризації необхідно вводити додаткові елементи в розкриття рупора, або застосовувати пару рупорів з взаємним зсувом фаз 90° . Формують ДС від 10° (у пірамідальних) до 140° (при розкритті спеціальної форми). Застосовуються як опромінювачі дзеркальних і лінзових антен, а також (рідше) в антенних решітках.
<u>Антени поверхневих хвиль</u> 1. Діелектричні 2. Діелектричні ребрисункті 3. Плоскі с	Володіють малими поперечними розмірами, хорошими діапазонними властивостями по діаграмі спрямованості і вхідному опору. Технологія їх виготовлення досить проста. Недоліком таких антен є великий рівень бічних пелюсток, а також

діелектричним напрямлывачем 4. Плоскі с ребрисунком напрямлывачем 5. Стрижневі діелектричні 6. Ребрисункто- стержневі	великі втрати в діелектричному напрямлювачі.
---	--

Отже, проаналізувавши таблицю можна сказати, що найбільш підходящий для РРЛ тип антени – однодзеркальну параболічну, тмоу розглянемо її більш детально. Відомо, що дзеркальні параболічні антени існують прямофокусні (Prime Focus) та офсетні (Offset).

Прямофокусні антени мають ще одну назву – осесиметричні. Дзеркало прямофокусної антени – параболоїд обертання, антена кругла, її геометрична вісь збігається з електричною віссю. Зазвичай, на цій же осі і розміщується конвертер, який, як правило, кріпиться до країв рефлектора за допомогою трьох або чотири стійок.

Офсетна антена є вирізкою з параболоїда. Як правило, вирізка утворюється перетином параболоїда і циліндра, осі яких паралельні. Таким чином, дзеркало офсетної антени має форму еліпса, а напрям електричної осі антени відрізняється від напряму геометричної осі дзеркала на деякий кут. Як правило, електрична вісь на 20...30 градусів вище за геометричну вісь.

Геометрію прямофокусної і офсетної антен наведено на рисунок. 2.1. Обидві антени мають і переваги і недоліки. Наприклад, якщо розглядати прямо фокусну антену, то в ній ефективніше викориснуковується площа дзеркала. Офсетна антена має таку ж ефективну площу, як прямофокусна антена але з діаметром, рівним розміру офсетної антени по меншій осі. Тобто, задля того, щоб отримати ефективну площу офсетної антени, треба помножити її фізичну площу на косинус кута між електричною і геометричною осями. В типових антен фізична площа викориснуковується на 86-90%. З іншого боку, в прямофокусній антені частина поверхні

затуляється конвертером і елементами його кріплення, а в офсетної антени – ні. Тому антени малого діаметру, до 1,5 метра, в яких конвертер може затулити частину площі більше 10%, роблять, як правило, офсетними, а антени великих розмірів частіше бувають прямофокусними.

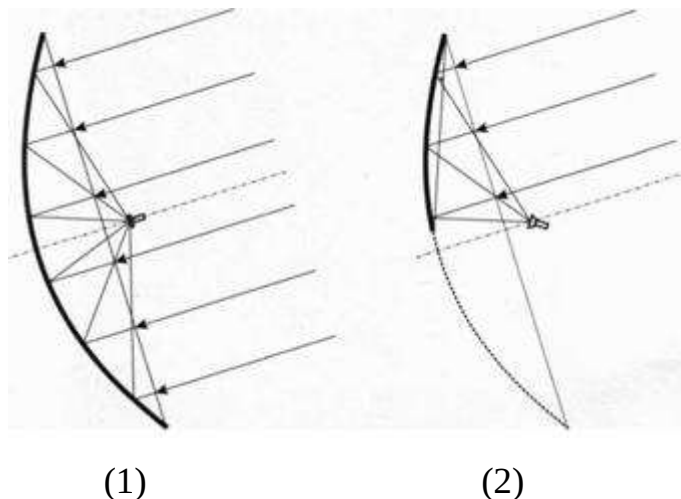


Рисунок. 2.1 – Геометрія прямофокусної (1) і офсетної антен (2).

Оскільки для забезпечення заданого коефіцієнта підсилення діаметр антени буде більше за 1,5 м, а також конвертер не буде закривати більше 10% площі антени, то оберемо тип однодзеркальної параболічної антени – прямофокусну.

2.3 Властивості та застосування прямофокусної однодзеркальної параболічної антени

Параболічні антени останнім часом все більш широко застосовуються в космічних і радіорелейних лініях зв'язку. У 1888 році відомий німецький фізик Г. Герц в своїх дослідях в НВЧ оптиці вперше застосував як фокусуєчий присуноктрій параболічний циліндр.

Дзеркальні параболічні антени є найбільш поширеним типом направлених антен в сантиметровому, дециметровому і частково метровому діапазонах хвиль [22, 23].

Широке викориснуоктання дзеркальних антен пояснюється простотою і легкістю конструкції, можливістю формування найрізноманітніших діаграм

спрямованості, високим ККД, малою шумовою температурою, великим коефіцієнтом перекриття по частоті. Деякі типи дзеркальних антен можуть забезпечувати досить швидке гойдання променя в значному секторі кутів.

Дзеркальні антени є також найбільш поширеним типом антен в космічному зв'язку і радіоастрономії, і саме за допомогою дзеркальних антен в даний час реалізовані гігантські антенні системи з ефективною поверхнею розкриття, вимірюваною тисячами квадратних метрів.

Зовнішній вигляд конструкції прямофокусної параболічної антени показано на рисунк. 2.2.



Рисунок. 2.2

Основними елементами параболічної антени є металевий відбивач (дзеркало), що має форму однієї з параболічних поверхонь, опромінювач з елементами кріплення, розміщений у фокусі такої поверхні, і живлячий фідер F (рисунк. 2.3).

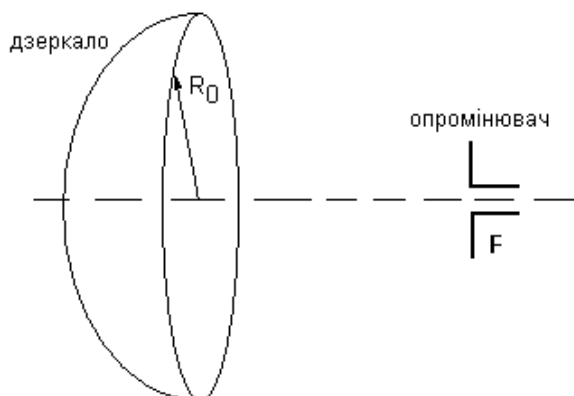


Рисунок. 2.3

Параболоїд обертання збуджується слабонаправленим опромінювачем (наприклад, рупором), розміщеним у фокусі, і перетворює сферичний фронт хвилі в плоский. Опромінювач антени виконується так, щоб майже вся випромінювана ним енергія прямувала у бік відбивача. Досягнувши відбивача, електромагнітні хвилі збуджують на його поверхні високочастотні струми, які створюють свої електромагнітні поля. Параболічних антенах викорисноктовуються оптичні властивості радіохвиль. Геометричні властивості параболи такі, що промені, що направляються з фокусу і відбиті від параболи, стають паралельними осі параболи (рисунок. 2.4), так що довжина шляху від фокусу до параболи і потім до лінії розкриву, що проходить через краї параболи, однакова для будь-якого кута. Таким чином, в розкритті параболічної антени утворюється синфазна поверхня і випромінювання антени виявляється гостронаправленим.



Рисунок. 2.4.

У декартовій системі координат параболоїд обертання визначається рівнянням (початок координат збігається з вершиною параболоїда)

$$x^2 + y^2 = 4fz.$$

Діаметр розкриття параболоїда D_3 і його фокусна відстань f зв'язані між собою співвідношенням [23]:

$$D_3 = 4f \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\max} / 2), \quad (2.1)$$

де $2\theta_{\text{макс}}$ – кут розкриву параболоїда (рисунок. 2.4).

2.4 Вибір конфігурації та розрахунок антени

Вибір типа дзеркала, опромінювача і тракту, що каналізує енергію до опромінювача.

По-перше як вищесказано, оскільки для забезпечення заданого коефіцієнта підсилення діаметр антени буде більший за 1,5 м, а також конвертер не буде закривати більше 10% площі антени, то оберемо тип однодзеркальної параболічної антени – прямофокусну.

По-друге, робоча частота антени $f_p = 2,2 \text{ ГГц}$ (довжина хвилі $\lambda = c / f = 136,36 \text{ мм}$). Отже, як тракт фідера краще викориснуноктовувати прямокутній хвилевід з переходом на коаксіальний, оскільки круглі хвилеводи не викориснуноктовуються через їх поляризаційну нестійкість.

По-третє, необхідно отримати таку діаграму спрямованості (ДС), в якій ширина головної пелюстки по рівню половинної потужності рівна в Е- та Н-площинах і яка характеризується високим ступенем спрямованості, тобто голчату ДС. Тому, в якості дзеркала слід вибрати параболоїд обертання, який легше виготовити ніж параболічний циліндр. При цьому опромінювач антени повинен мати ДС у вигляді тіла обертання і можливість з'єднання з хвилеводним трактом.

Найкращим в даному випадку буде хвилеводно-рупорний опромінювач, завдяки простоті конструкції, відносній легкості здобуття потрібної форми ДС і хорошій діапазонності. Найлегше забезпечити однакову ДС в обох площинах при опромінювачі у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, з розміщенням на його кінці конічним рупором. Але в цьому випадку буде необхідний плавний або ступінчастий перехід від прямокутного хвилеводу до круглого, який виконується в безпосередній

близькості від рупора. Для збереження симетрії розподілу поля в розкриві застосуємо в конструкції підтримуючу штангу, вона є копією тракту фідера і симетрична йому відносно осі параболоїда, при цьому збільшиться міцність кріплення опромінювача.

Іншим варіантом отримання ДС опромінювача, однакової в обох площинах є застосування пірамідального рупора з ретельно підібраними розмірами сторін прямокутного розкриву. В даному випадку жодного переходу не буде потрібно. Але підбір таких розмірів є дуже важким завданням.

Також необхідно забезпечити малий рівень бічних пелюсток $q = -20\text{дБ}$. Дану вимогу реалізовуватимемо за допомогою вибору певного радіусу розкриву дзеркала антени, який отримаємо в ході розрахунку.

2.5 Розрахунок фідерного тракту

Для забезпечення одномодового режиму роботи круглого хвильоводу – з хвилею H_{11} при заданому діапазоні робочих частот $f_p \in [1,7 - 2,7]\text{ГГц}$ необхідно вибрати хвилевід зі значенням критичної частоти $f_{кpH_{11}}$ для хвилі $H_{11}(TE_{11})$ меншим значення нижньої робочої частоти $f_{p-н}$: $f_{кpH_{11}} < f_{p-н}$, а значення критичної частоти $f_{кpE_{01}}$ для хвилі $E_{01}(TM_{01})$, щоб її не було – повинно бути більшим ніж значення верхньої робочої частоти $f_{p-в}$: $f_{кpE_{01}} > f_{p-в}$, [23] тобто: $f_{кpH_{11}} < 2,7\text{ГГц}$, $f_{кpE_{01}} > 1,7\text{ГГц}$.

Виберемо з довідника потрібний круглий хвилевід [23, с.95]:

– С22, його параметри:

- внутрішній радіус $r_0 = 48,935\text{мм}$;
- внутрішній діаметр $d = 97,87\text{мм}$;

- діапазон робочих частот: від $f_{крH_{11}} = 1,79 ГГц$ до $f_{крE_{01}} = 2,34 ГГц$.

Довжина хвилі у круглому хвилеводі:

$$\lambda_{с-кр} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda \cdot h'_{11} / 2\pi \cdot r_0)^2}} = \frac{136,36}{\sqrt{1 - (136,36 \cdot 1,841 / 2 \cdot \pi \cdot 48,935)^2}} = 745,13 \text{ мм}.$$

2.6 Розрахунок опромінювача і його ДС

Опромінювач дзеркальної антени є найважливішим її елементом, що багато в чому визначає характеристикти антени в цілому. Він повинен задовольняти наступним основним вимогам: мати ДС, що забезпечує належне опромінення дзеркала і що має мінімальний рівень бічних пелюсток; мінімальні розміри; фазовий центр; необхідну діапазонність; невелику вагу і достатню механічну міцність кріплень; забезпечувати необхідну стійкість до дії метеоумов і можливість повної герметизації тракту фідера.

Виходячи з цих вимог, визначатимемо конструкцію опромінювача.

ДС відкритого кінця круглого хвилеводу або конічного рупора (якщо фазові помилки в розкритті рупора не дуже великі) приблизно розраховується за формулами [21, 22]:

в площині Е:

$$F_E(\theta) = \frac{1}{F_E(0)} \left(\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} + \frac{\beta}{k} \cos\theta \right) \frac{J_1(kr_o \sin\theta)}{kr_o \sin\theta}, \quad (2.2)$$

в площині Н:

$$F_H(\theta) = \frac{1}{F_H(0)} \left(\cos\theta + \frac{\beta}{k} \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right) \frac{J'_1(kr_o \sin\theta)}{1 - (kr_o \sin\theta / 1.841)^2}, \quad (2.3)$$

де $\beta = \sqrt{1 - \epsilon_1 / \epsilon_0}$ - коефіцієнт поширення хвилі H_{11} у хвилеводі, $k = 2\pi / \lambda$, Γ - коефіцієнт відбиття від відкритого кінця хвилеводу. На практиці Γ приблизно визначають співвідношенням: $\Gamma = \frac{1 - \beta/k}{1 + \beta/k}$.

Викорисуноктовуючи програмний пакет Mathcad 11, по наведених формулах, виставивши величину радіусу розкритву рівну $r_0 = 48,935 \text{ мм}$

хвильоводу і довжину хвилі $\lambda_{x_кр} = 745,13\text{мм}$ (додаток F), побудовано ДС для відкритого кінця круглого хвильоводу C22 (рисунок.2.5).

Як видно з рисунку, даний опромінювач має великий рівень бічних пелюсток, тому такий опромінювач не підходить.

В даному випадку бачимо пряму необхідність в кінчному рупорі.

Використовуючи ті ж формули методом підбору визначив такий радіус розкриву рупора $r_p = 500\text{мм}$, при якому ДС має малий рівень бічних пелюсток, трохи відрізняються в Е- та Н-площинах і досить широка, аби ширина на рівні -3дБ була більше подвійного кута розкриву антени $2\theta_{\text{пвх}}$ (рисунок.2.6).

При цьому використані формули не враховують фазових похибок в розкритті рупора. Ними можна знехтувати в тому випадку, якщо при заданому a_p довжина рупора l_p значно більше оптимальної довжини рупора $l_{p_{opt}}$.

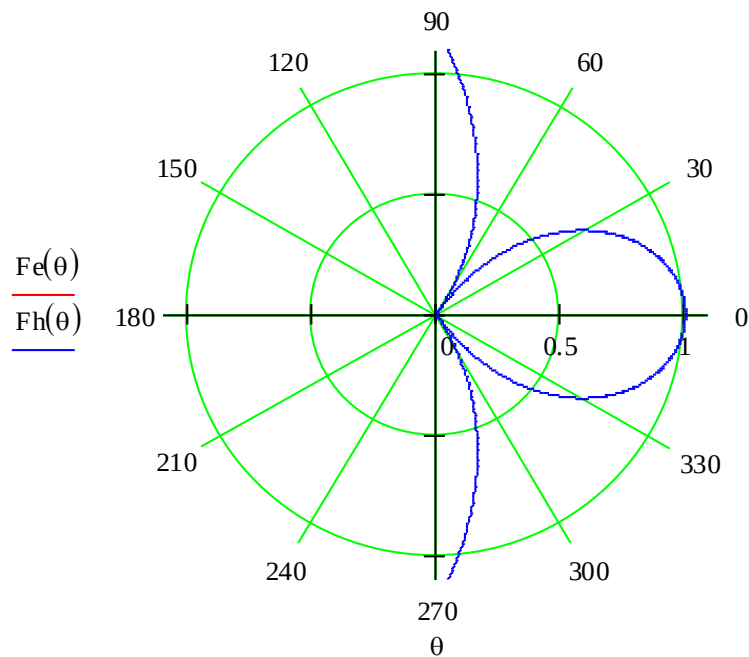


Рисунок. 2.5 – ДС для відкритого кінця круглого хвильоводу

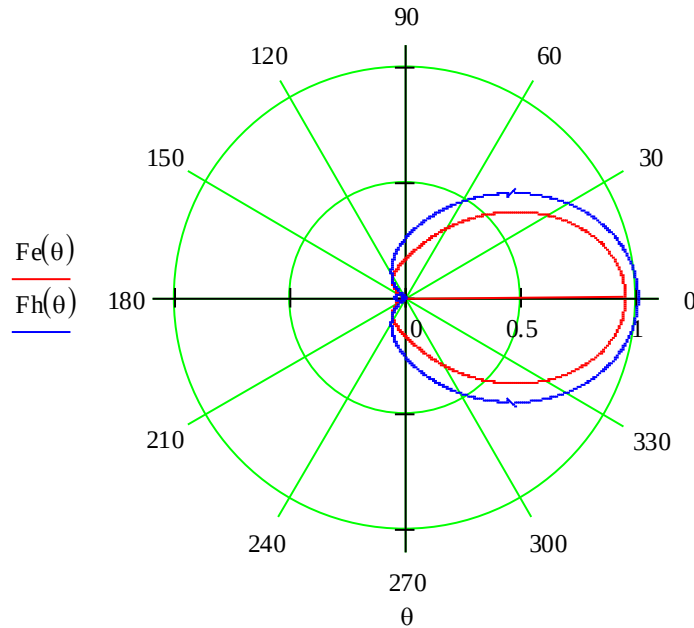


Рисунок. 2. 6 – ДС для конічного рупора в Е (Fe) та Н (Fh) площинах

Таким чином, підібравши, можна стверджувати, що розрахована ДС буде близька до реальної. Розміри оптимального рупора пов'язані співвідношенням [23]:

$$l_{p_{opt}} = \frac{(2 \cdot r_{p_{opt}})^2}{2,4 \lambda_{x_{кр}}} - 0,15 \lambda_{x_{кр}}, \quad (2.4)$$

Прийняв $r_{p_{opt}} = 500 \text{ мм}$, знайдемо: $l_{p_{opt}} = \frac{(2 \cdot 500)^2}{2,4 \cdot 745,13} - 0,15 \cdot 745,13 = 29,5 \text{ мм}$

В результаті вибираємо таке значення $l_p = 200 \text{ мм} > 32,5 \text{ мм}$, аби при цьому величина максимальної фазової помилки склала не більш $\pi/4$ [23]:

$$\Delta \varphi_{\max} = \frac{\pi (r_p)^2}{l_p \lambda} = \frac{\pi \cdot 500^2}{200 \cdot 745,15} = 0,2\pi < \pi/4 \quad (2.5)$$

Для спрощення подальших обчислень вважатимемо, що ДС рупора має форму тіла обертання, і апроксимуємо її функцією:

$$F_{обл}(\theta) = \begin{cases} (\cos\theta)^{1,6}, & -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0, & \theta < -\pi/2, \theta > \pi/2 \end{cases}, \quad (2.6)$$

Результати моделювання показано на рисунок. 2.7.

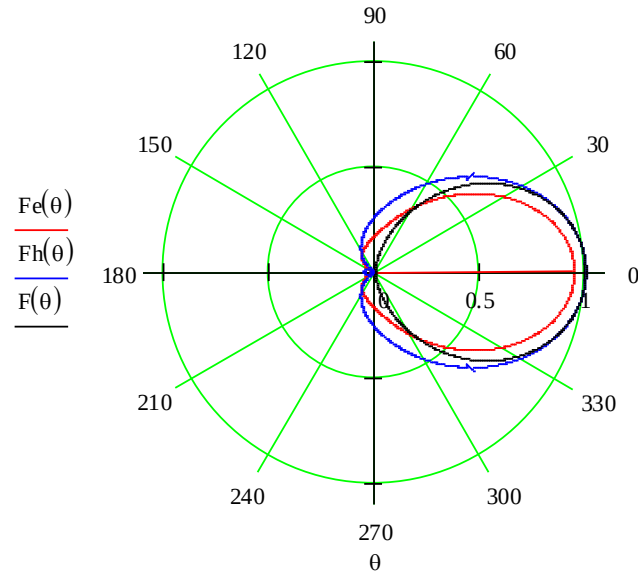


Рисунок. 2.7 – ДС апроксимована функцією $F_{обл}(\theta)$, – на рисунок. Позначена як $F(\theta)$ – середня лінія

$F_{обл}(\theta)$ близька до розрахованих (рисунок.2.7). В цьому випадку коефіцієнт направленої дії (КНД) опромінювача рівний [24]:

$$D_{обл} = 2(2\nu + 1) = 2(2 \cdot 1,6 + 1) = 8,4, \quad (2.7)$$

де $\nu = 1,6$ – ступінь апроксимуючої функції.

У результаті розміри опромінювача матимуть значення, показані на рисунок.2.8.

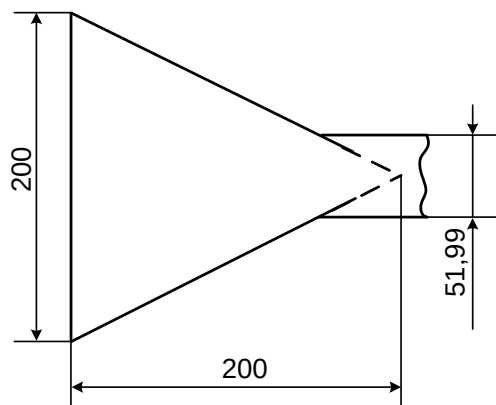


Рисунок. 2.8.

2.7 Розрахунок розмірів дзеркала і ДС параболічної антени.

Розрахунок параболічної антени проводимо апертурним методом. Щільність потоку випромінювання в апертурі дорівнює щільності потоку випромінювання у відповідній точці дзеркала, оскільки між дзеркалом і апертурою промені паралельні. Тому за ДС опромінювача $F_{оп}(\theta)$ можна знайти нормований амплітудний розподіл в розкриві $I(R)$ згідно формули [24]:

$$I(R) = \frac{f}{R} \sin \left(2 \arctg \left(\frac{R}{R_3} \tg \left(\frac{\theta_{\max}}{2} \right) \right) \right) \cdot F_{оп}(\theta) \quad (2.8)$$

де $F_{оп}(\theta) = \cos^{1,6} \left(2 \arctg \left(\frac{R}{R_3} \tg \left(\frac{\theta_{\max}}{2} \right) \right) \right)$ – ДС опромінювача;

$$\theta = 2 \arctg \left(\frac{R}{R_3} \tg \left(\frac{\theta_{\max}}{2} \right) \right).$$

В цілях отримання кращих характеристик антени (малі розміри, більше підсилення) знайдемо оптимальний кут розкриву θ_{opt} , при якому коефіцієнт викориснування поверхні q (КВП), а, отже, КНД максимальні.

Прийнявши $F_{оп}(\theta) = \cos^{1,6}\theta$, θ_{opt} оцінимо за максимумом функції [24]:

$$q = D_{оп} \cdot \left(\ctg \frac{\theta_{\max}}{2} \int_0^{\theta_{\max}} \cos^{\nu} \zeta \cdot \tg \zeta / 2 d\zeta \right)^2 \quad (2.9)$$

де $\theta_{\max}$ – максимальний половинний кут розкриву для характеристик опромінювача, що описуються формулою $F_{оп}(\theta) = \cos^{\nu}\theta = \cos^{1,6}\theta$.

Викорисуноктуючи Mathcad, побудовано графік функції $q(\theta_{\max})$, при $\nu = 1,6$ та по ньому визначено $\theta_{\max} = \theta_{opt} = 55^{\circ}$ (рисунк.2.9).

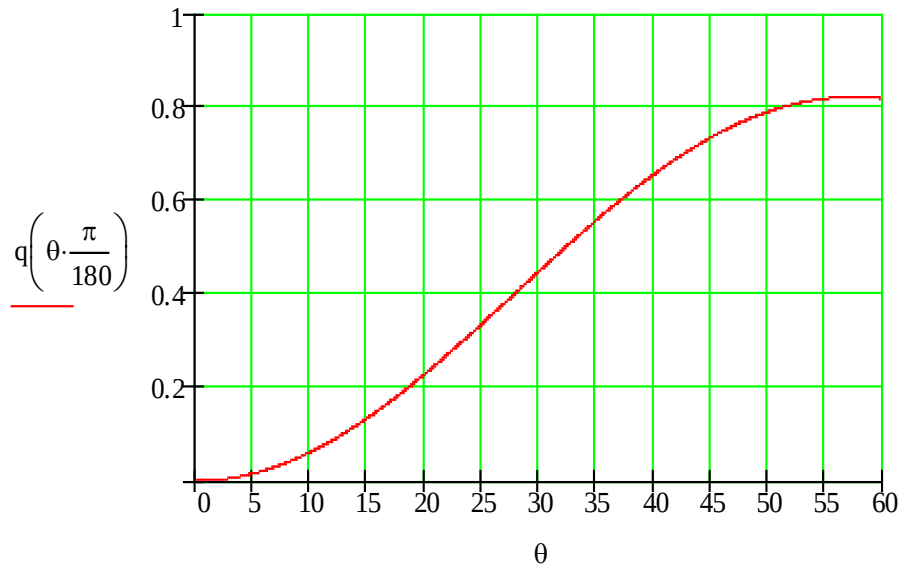


Рисунок. 2.9 – Залежність КВП q від $\theta_{\max}$.

Знаючи $\theta_{\max}$ і задаючи значення R_s , можна знайти нормований розподіл амплітуди по розкритті $I(R)$, який потім апроксимується формулою [24]:

$$I_a(R) = (1 - \Delta) + \Delta \left(1 - \left(\frac{R}{R_s} \right)^2 \right)^n \quad (2.10)$$

Підібравши значення Δ та n , ДС дзеркальної антени знайдемо згідно рівняння:

$$\Psi = k R_s \sin \theta \quad (2.11)$$

де $\Psi = k R_s \sin \theta$ – кутова змінна, $\Lambda_n(\Psi)$ – лямбда-функції, які пов'язані з функціями Бесселя $J_n(\Psi)$.

Набравши всі необхідні формули в Mathcad, знайдено таке значення R_s , при якому ширина головної пелюстки на рівні половинної потужності $\Delta\theta_{0.5} < 2^\circ$, рівень бічних пелюсток $\gamma < -20\text{дБ}$. В результаті отримано радіус дзеркала $R_s = 1,6\text{ м}$.

Підібравши значення $\Delta = 0,65$ та $n = 1,6$, апроксимував його функцією $I_a(R)$:

$$I_a(R) = 0,35 + 0,65 \left(1 - \left(\frac{R}{0,5} \right)^2 \right)^{1,6} \quad (2.12)$$

При такому значенні R_3 нормований розподіл амплітуди по розкриву буде наступним, риунокс.2.10.

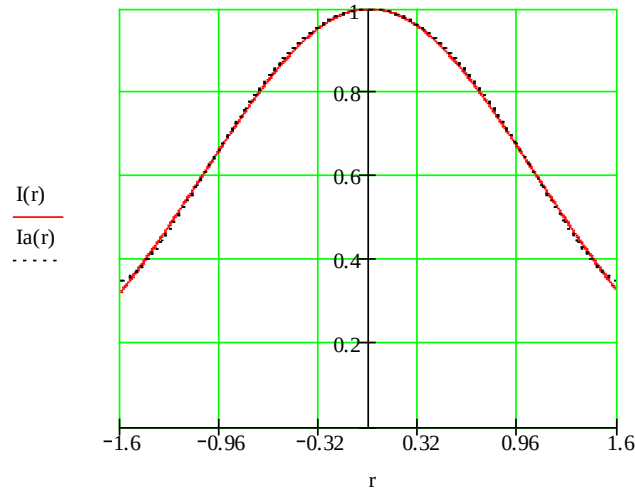


Рисунок. 2.10 – Нормований розподіл амплітуди по розкриву дзеркала

Як видно з Рисунок. 2.10, $I_a(R)$ добре наближається до $I(R)$.

Звідси отримуємо вираз для ДС антени:

$$F(\theta) = 2\pi \cdot 1.6^2 \cdot [0.35\Lambda_1(\psi) + 0.25\Lambda_3(\psi)] \quad (2.13)$$

де $\psi = \frac{2\pi}{\lambda} R \sin \theta$, $\Lambda_1(\psi) = \frac{2}{\psi^2} J_1^2(\psi)$, $\Lambda_3(\psi) = \frac{48}{\psi^6} J_3^2(\psi)$

Нормована ДС параболічної антени приведена на рисунок. 2.11.

Оскільки ДС опромінювача володіє симетрією обертання відносно осі дзеркала і дзеркало є параболоїдом обертання, то ДС антени в Е- та Н-площинах будуть однаковими. З отриманої ДС знаходимо ширину головної пелюстки на рівні половинної потужності $\Delta\theta_{0.5}$, і рівень бічних пелюсток γ :

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{0.5} &= 2 \cdot 0,8^\circ = 1.6^\circ; \\ \gamma &= 20\lg(0,05) = -26\text{дБ} < -20\text{дБ} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Дані значення повністю задовольняють технічному завданню.

Фокусна відстань антени розраховується за формулою [23]:

$$f = \frac{R_3}{2} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta_{\max}}{2}} = \frac{1,6}{2 \cdot \operatorname{tg} \frac{55^\circ}{2}} = 1,537 \text{ м} \quad (2.15)$$

Форма параболічного відбивача визначається виразом:

$$z = \frac{x^2}{4f} = \frac{x^2}{6,148} \quad (2.16)$$

Глибину дзеркала можна визначити як $z(f) = z(1,537) = 0,384 \text{ м}$.

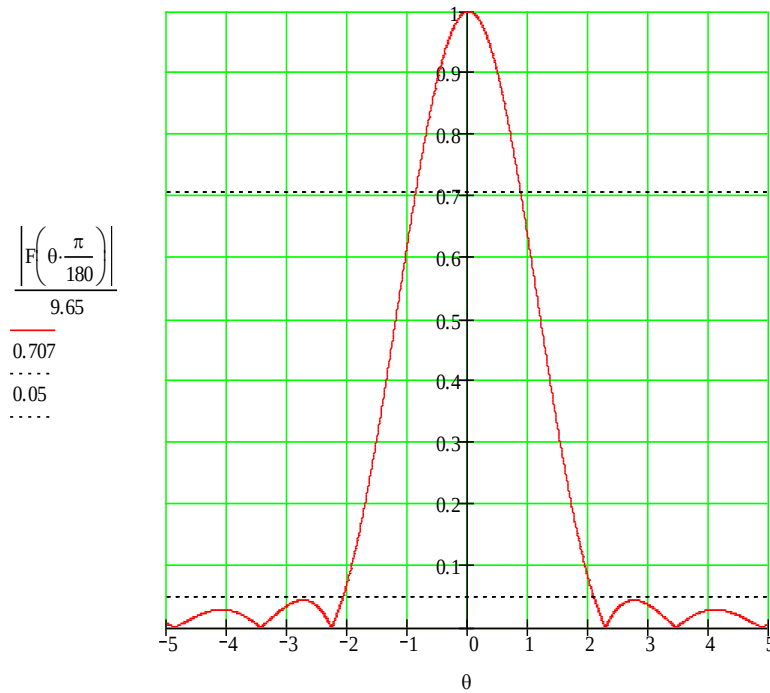


Рисунок. 2.11 – Розрахована ДС антени в Е- та Н-площинах

У результаті отримуємо наступні розміри дзеркала, рисунок.2.12:

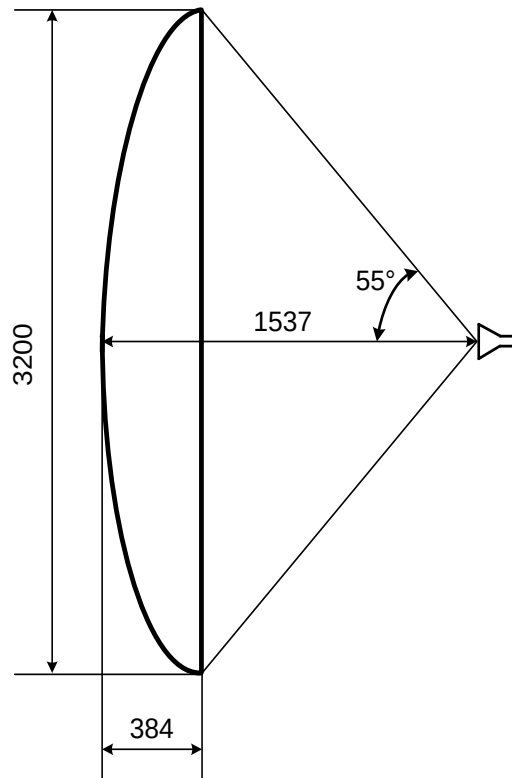


Рисунок. 2.12 – Геометричні розміри дзеркала

2.8 Розрахунок максимального КНД і КП параболічної антени.

Максимальна величина КНД дзеркальної параболічної антени $D_{\text{макс}}$ може бути обчислена за формулою [24]:

$$D_{\text{макс}} = \left(\frac{2\pi \cdot R_3}{\lambda} \right)^2 D_{\text{обл}} \cdot \text{ctg}^2 \frac{\theta_{\text{макс}}}{2} \left| \int_0^{\theta_{\text{макс}}} F_{\text{обл}}(\theta) \cdot \text{tg} \frac{\theta}{2} d\theta \right|^2 \quad (2.17)$$

Підставляючи значення $D_{\text{обл}} = 8,4$, $R_3 = 1,6$ та $F_{\text{обл}}(\theta) = \cos^{1,6}\theta$, за допомогою Mathcad обчислив:

$$D_{\text{макс}} = \left(\frac{2\pi \cdot 1,6}{0,0833} \right)^2 8,4 \cdot \text{ctg}^2 \frac{55}{2} \left| \int_0^{55} \cos^{1,6}\theta \cdot \text{tg} \frac{\theta}{2} d\theta \right|^2 = 1,191 \cdot 10^4 = 40,76 \text{ дБ} \quad (2.18)$$

КП антени $G_A = D_{\text{макс}} \cdot \eta = 1,191 \cdot 10^4 \cdot 0,9 = 1,072 \cdot 10^4 = 40,3 \text{ дБ} > 40 \text{ дБ}$, що задовольняє вимогам технічного завдання.

При розрахунку максимального КНД не враховував затінювання частини поверхні розкриття опромінювачем і елементами конструкції, що

підтримують його, оскільки їх максимальна площа набагато менше площі розкриву.

2.9 Вибір конструкції дзеркала

З метою зменшення ваги і вітрових навантажень поверхня дзеркала виконується перфорованою, або сітчастою, рисунок. 9.13.

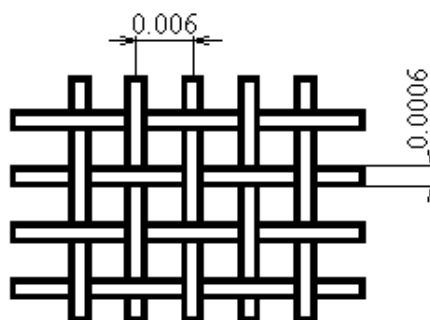


Рисунок. 2.13 – Конструкція поверхні дзеркала

При такій конструкції дзеркала частина енергії просочується крізь нього, утворює небажане випромінювання. Допустимим є значення коефіцієнта проходження $T_{прох}$ у зворотному напрямі.

$$T_{прох} = \frac{P_{зв}}{P_{пад}} < 0.01 \dots 0.02 ,$$

де $P_{пад}$, $P_{зв}$ – потужність випромінювання падаючого на дзеркало і у зворотному напрямі, відповідно.

Двохлінійна сітка працює задовільно при відстані між провідниками $d_n < 0,1\lambda$ та діаметрі дротів $d_{np} > 0,01\lambda$. Тоді d_n и d_{np} будуть рівні:

$$d_n = 0,05\lambda = 0,05 \cdot 136,36 = 6,83 \text{ мм};$$

$$d_{np} > 0,01\lambda = 0,01 \cdot 136,36 = 1,36 \text{ мм}, \text{ візьмемо } 1 \text{ мм}.$$

2.10 Вибір схеми і конструкції присуноктрою живлення\

Енергія від антени буде відводиться з круглого хвилеводу з викориснуванням його з'єднання з коаксіальним хвилеводом [25].

З'єднання коаксіального хвилеводу з круглим можна виконати штирьового і петлевого типів. Вони здійснюють трансформацію хвилі H_{11} круглого хвилеводу в Т-хвилю коаксіального хвилеводу. Використовуємо штирьовий (вібраторний) трансформатор.

Трансформатор є відрізком хвилеводу, всередину якого перпендикулярно вісі хвилеводу введено внутрішній провідник коаксіалу на відстані $l = \lambda_{\text{в-кр}} / 4$ від металевієї пластини, а його зовнішній провідник сполучений із стінками хвилеводу. Трансформатор характеризується такими параметрами:

- h - висота штиря.
- l - відстань від закороченого кінця хвилеводу.

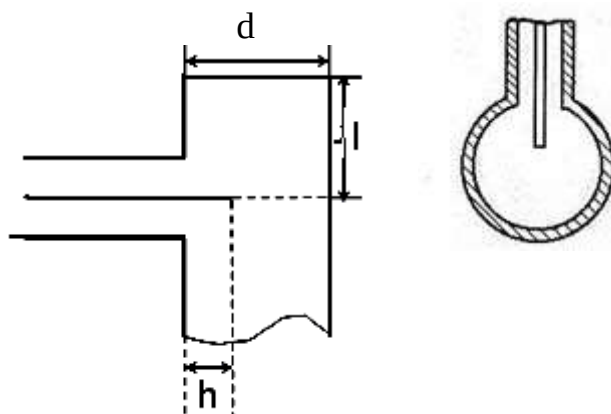
Штир можна розглядати як вібратор введений в хвилевід, отже, штир для коаксіального кабелю є навантаженням. Необхідно забезпечити узгодження навантаження для забезпечення режиму біжучої хвилі в коаксіальному хвилеводі. Опір штиря в загальному випадку комплексний. Відомо, що для кращого узгодження необхідні умови:

$$l = \lambda_{\text{в-кр}} / 4, \quad h = d / 3.$$

де $\lambda_{\text{в-кр}}$ – довжина хвилі в круглому хвилеводі;

d – внутрішній діаметр хвилеводу.

В цьому випадку штир включається в такий перетин хвилеводу, де опір носить чисто активний характер. З урахуванням лінійної вертикальної поляризації це матиме вигляд, рисунок. 2.14.



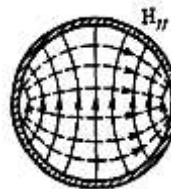


Рисунок. 2.14 Штирьовий трансформатор для сполучення круглого і коаксіального хвилеводу.

Розрахуємо потрібні величини при $d = 97,87 \text{ мм}$:

$$l = \lambda_{\text{в-кр}} / 4 = 745,13 / 4 = 186,28 \text{ мм} \quad h = d / 3 = 97,87 / 3 = 32,62 \text{ мм} .$$

2.11 Допуски на точність виготовлення дзеркала і установки опромінювача.

Допуск на відхилення форми поверхні дзеркала від заданої [25, с. 202]:

$$\delta \leq \frac{\lambda}{16} = \frac{136,36}{16} = 8,5 \text{ мм} \quad (2.19)$$

Допуск на зміщення опромінювача з фокусу в осьовому напрямі:

$$\delta_f \leq \frac{\lambda}{4(1 - \cos \theta_{\text{макс}})} = \frac{136,36}{4(1 - \cos 55^\circ)} = 80,07 \text{ мм} \quad (2.20)$$

Допуск на зміщення опромінювача з фокусу в бічному напрямі:

$$a_f \leq f \cdot \sin \alpha_{\text{макс}} = 1537 \cdot \sin(0,035) = 53,8 \text{ мм} \quad (2.21)$$

де
$$\alpha_{\text{макс}} = \frac{\lambda}{4R_s} \left(4 \frac{f^2}{R_s^2} - 1 \right) = \frac{136,36}{4 \cdot 1600} \left(4 \cdot \frac{1537^2}{1600^2} - 1 \right) = 0,035 \text{ рад} .$$

Висновки. в даному розділі було визначено технічне завдання на антену, як наслідок було проведено порівняльну характеристику антен, а згодом обрану антену, що задовільняє вимоги. Відповідно наведено інформацію щодо властивостей та застосування обраної антени. Було обрано конфігурацію, та зроблені відповідна розрахунки антени, та фідерного тракту. Також було обраховано опромінювач і його ДС. Для повноти інформації були обрано конструкцію дзеркала, вибрано схему і конструкцію присуноктрою живлення

Таким чином розроблено антену з наступними параметрами.

- Робоча частота $f = 2,2 ГГц$.
- Коефіцієнт підсилення приймальної антени $G_A = 40,3 дБ$.
- Ширина головної пелюстки на рівні -3дБ ($P_{0.5}$) в Е та Н – площинах:
 $\Delta\theta_{0.5} = 1.6^\circ$.
- Максимальний рівень бічних пелюсток $\gamma = -26 дБ$.
- Радіус дзеркала $R_z = 1,6 м$.
- Фокусна відстань $f = 1,537 м$.

Отримані результати повністю задовольняють технічному завданню.

3 Моделювання

3.1 Вибір та обґрунтування програми

При виборі програми, було важливо щоб програма відповідала ряду вимог, наприклад програма мала зрозумілий інтерфейс, має можливість проводити з високою точністю моделювання, включала в себе багато функцій, та звичайно аналізувала антени. Тому, для було обрано програму MMANA-GAL.

Як відомо, програма MMANA-GAL створена для розрахунку та аналізу антен. MMANA-GAL є однією з програм, що дозволяє досить легко і зрозуміло готувати дані для розрахунків та має можливість отриманий результат аналізувати. Особливістю програми є можливість виведення результатів, як в текстовому, так і в графічному режимі, що є зручним для створення моделі антени. Окрім підготовки та обробки даних, також відзнакою є те, що програма містить купу додаткових функцій, адже це полегшить дослідження антен [22].

3.2 Моделювання

На рисунки 3.1.- 3.4. промодельємо антену Мігго на частоті 1705 Гц. Ширина робочої смуги частот = 10 МГц.

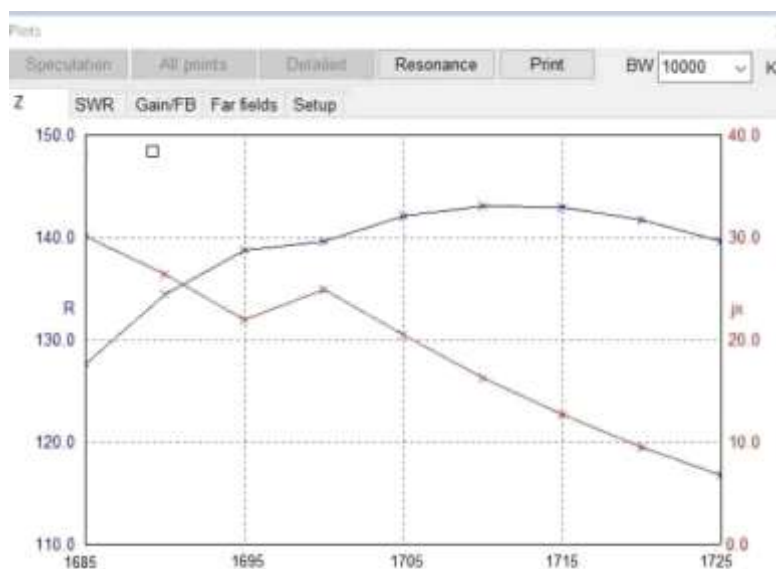


Рисунок 3.1 – Залежність вхідного активного опору (R) та реактивного (X) антени від частоти сигналу

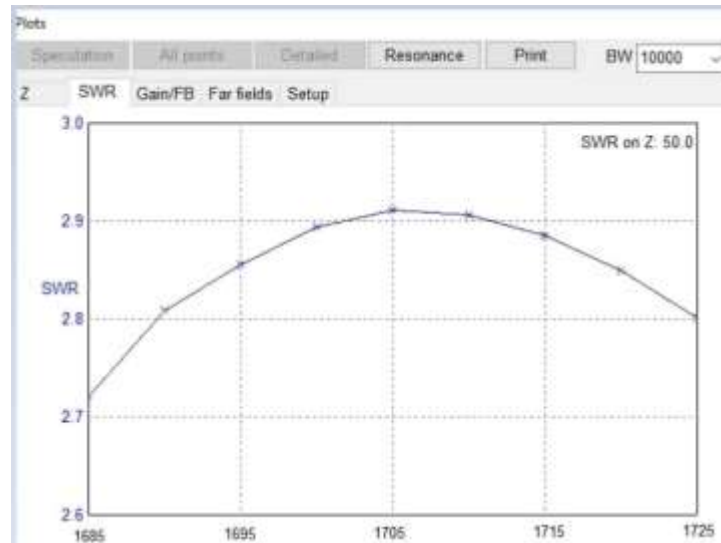


Рисунок. 3.2 – КСХ антени

Аналіз рисунок. 3.2 показав, що КСХ при заданих параметрах буде змінюватись в межах 2.7-2.9.Що не є доцільним для досягнення мети.



Рисунок 3.3 – Підсилення антени

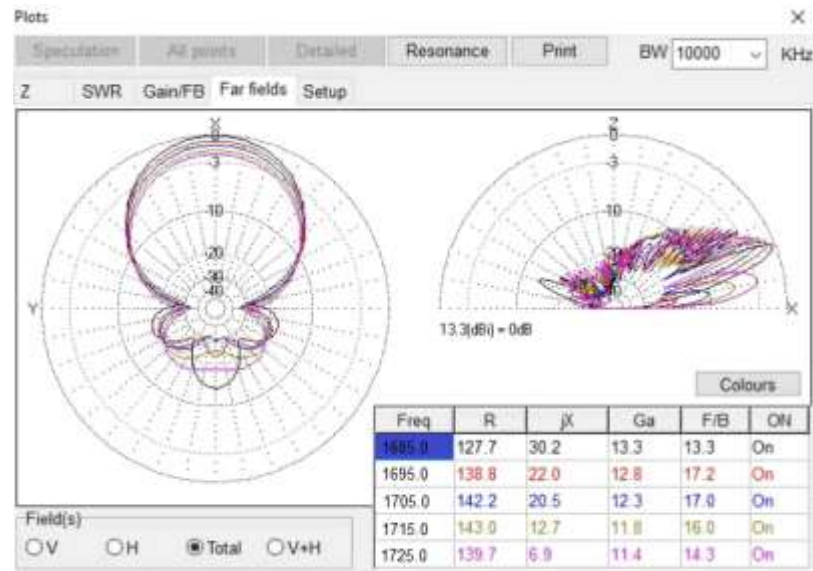


Рисунок 3.4 – ДС антенни

На рисунок 3.5.- 3.8. промодельюємо антену Mirror на частоті 1705 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 20 МГц

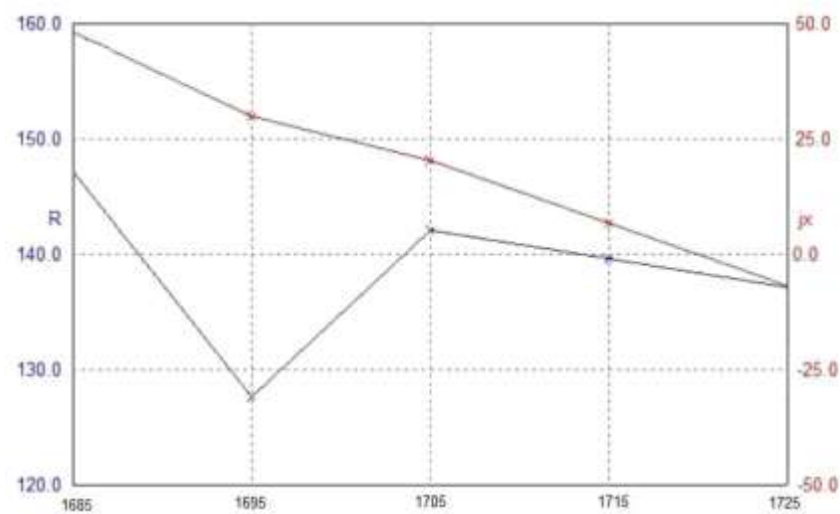


Рисунок. 3.5 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

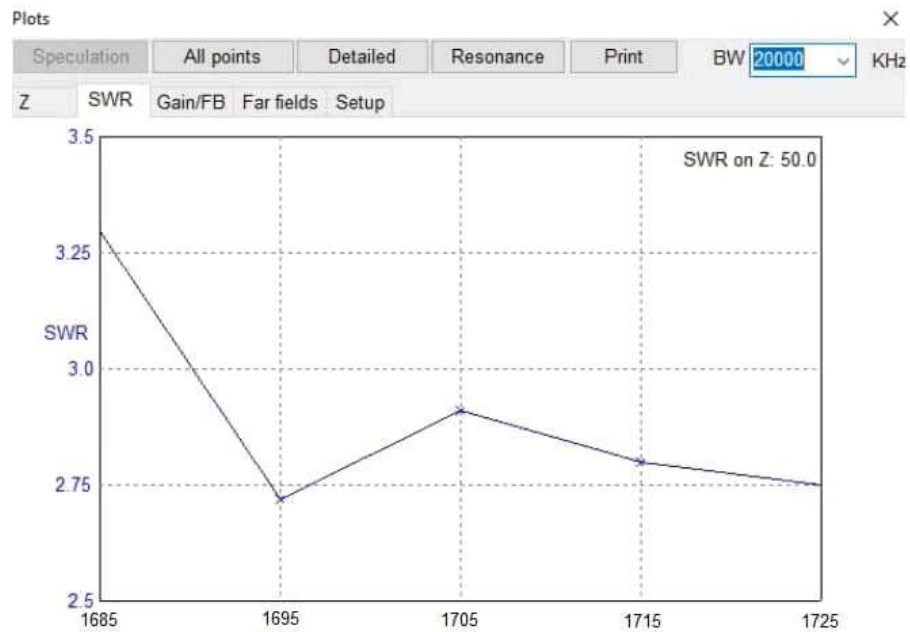


Рисунок. 3.6 – КСХ антенни

Провівши аналіз рисунок.3.6 можемо бачити що КСХ змінюється в межах 2.75-3.25

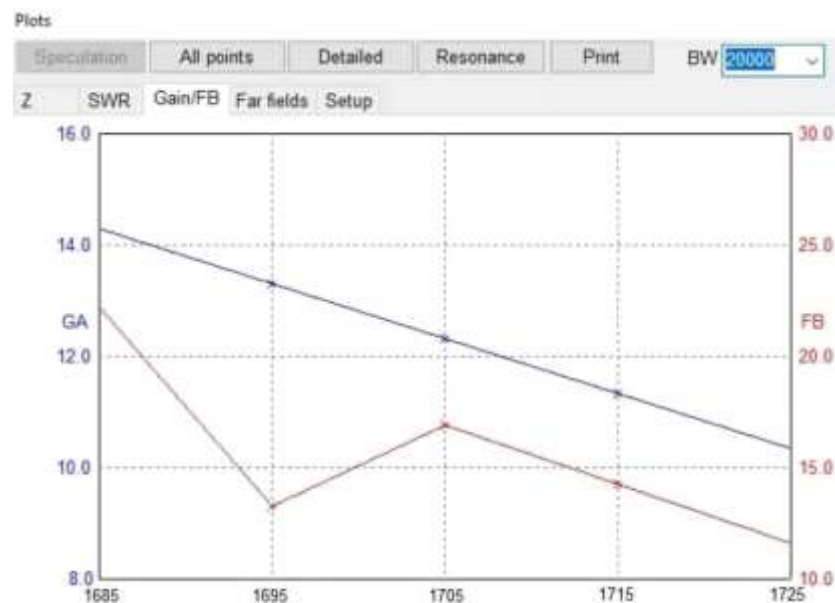


Рисунок .3.7 – Підсилення антени

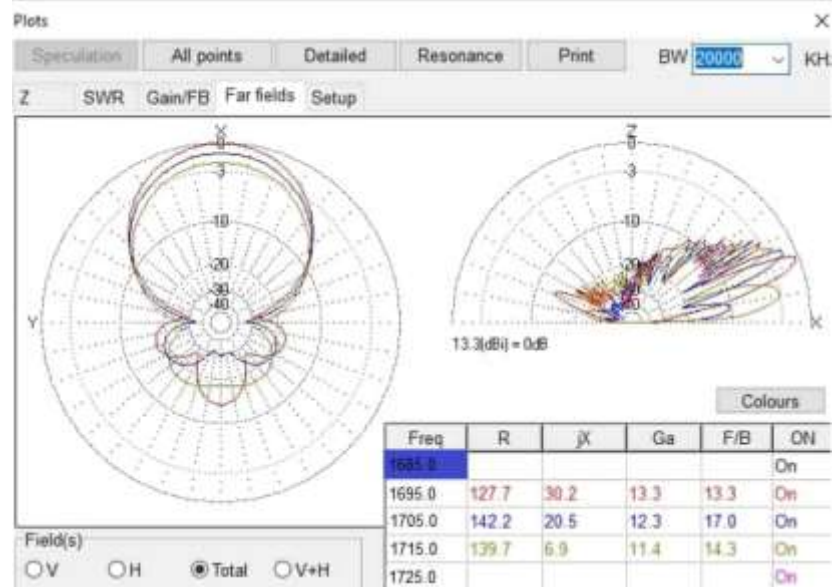


Рисунок 3.8. – ДС антенни

На рисунок 3.9.- 3.12. промодельюємо антену Міггог на частоті 1705 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 40 МГц

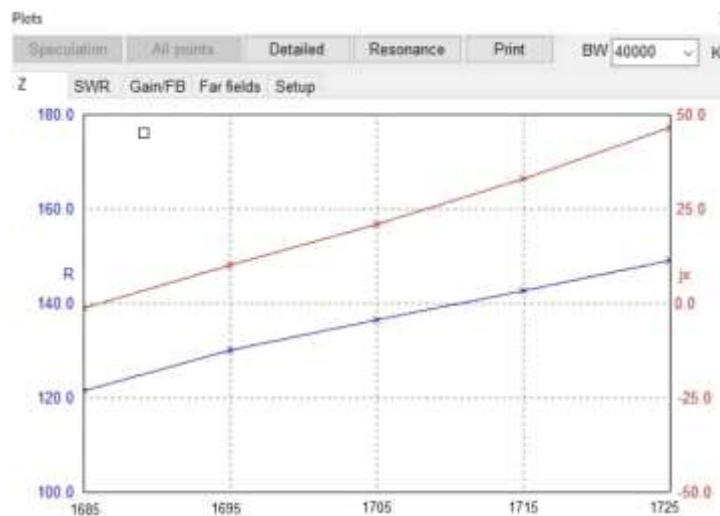


Рисунок. 3.9 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

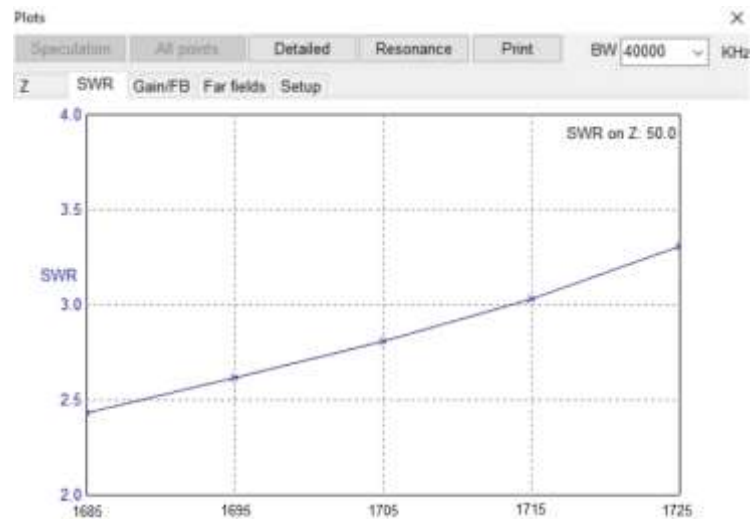


Рисунок. 3.10 – КСХ антени

На рисунок 3.10 можемо побачити доцільний КСХ в межах 1.25-1.7

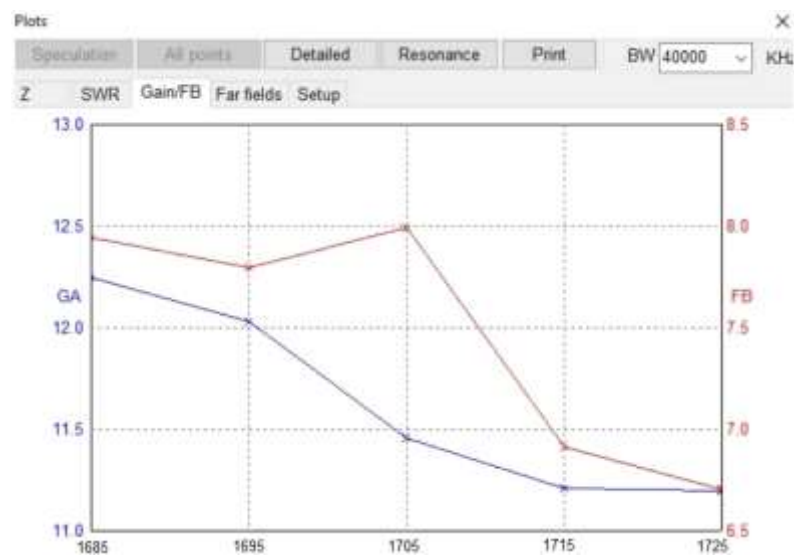


Рисунок 3.11 – Підсилення антени

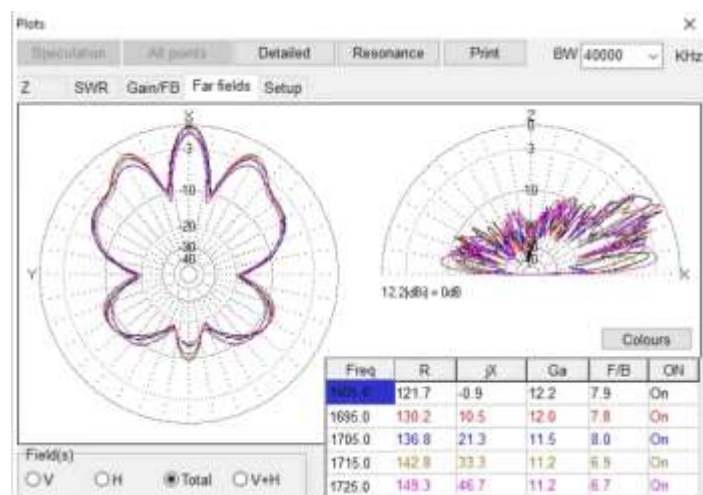


Рисунок 3.12 – ДС антени

На рисунок 3.13.- 3.16. промодельюємо антену Mirror на частоті 1705 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 80 МГц

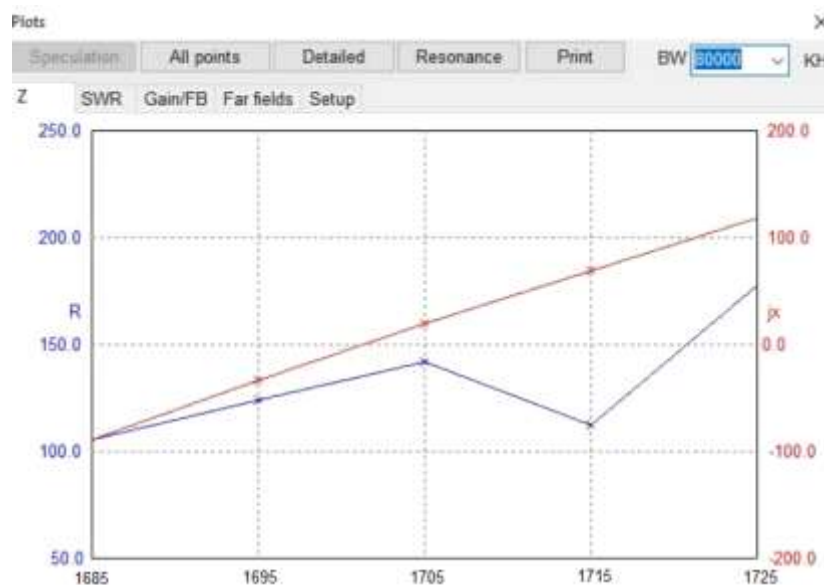


Рисунок 3.13 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

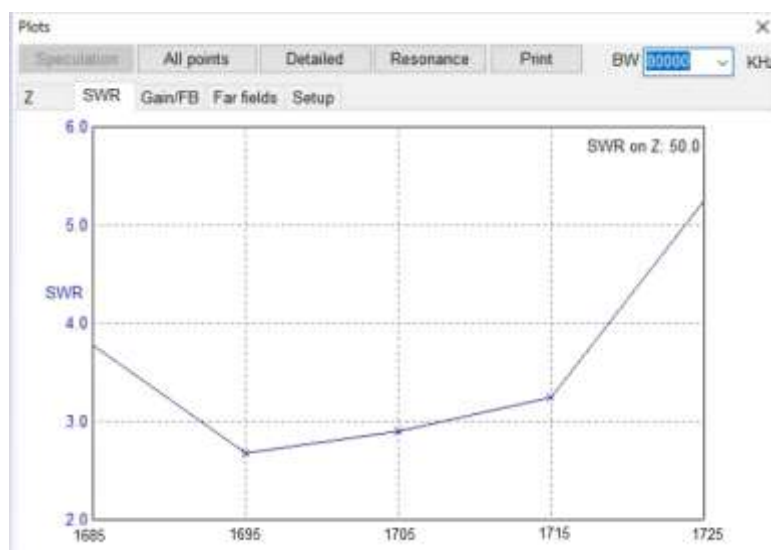


Рисунок. 3.14 – КСХ антени

На рисунок 3.14 можемо побачити, що межі КСХ перевищують заданий параметр і знаходиться в межах від 2.8 до 5.2

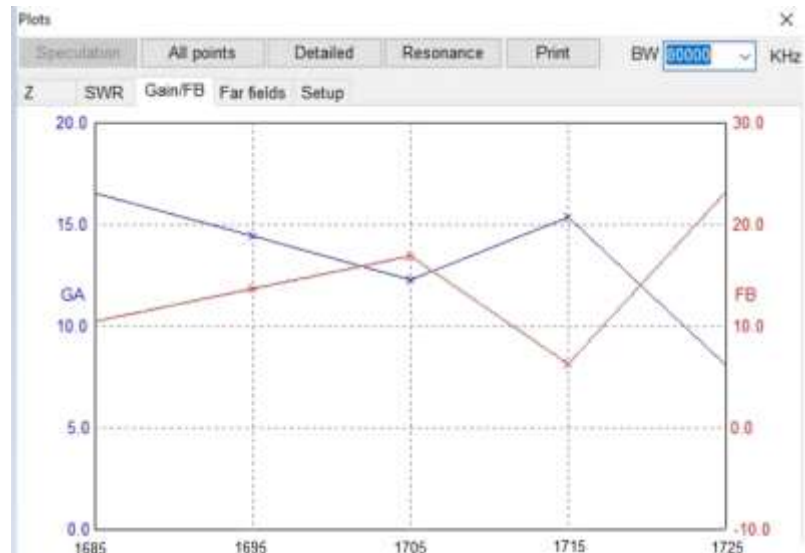


Рисунок 3.15 – Підсилення антени

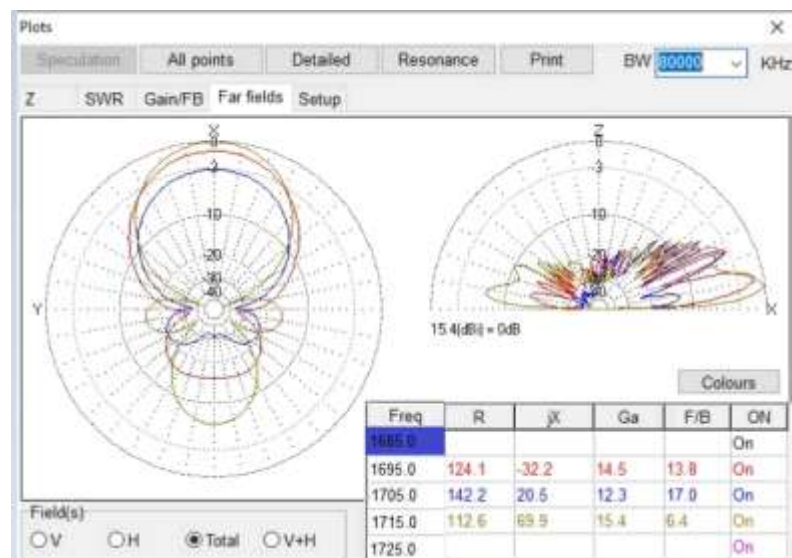


Рисунок 3.16. – ДС антени

На рисунок 3.17.- 3.20. промодельємо антену Mirror на частоті 2000 Гц.
 Ширина робочої смуги частот = 10 МГц

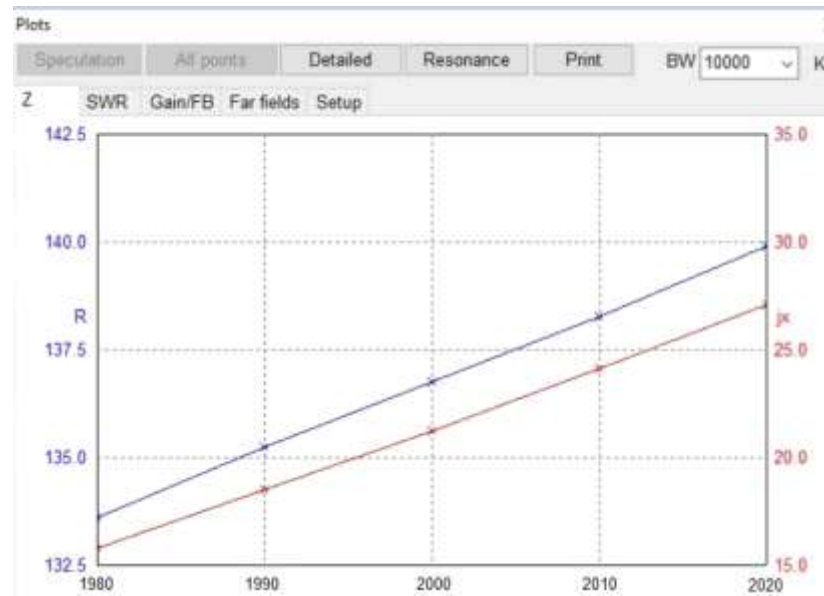


Рисунок 3.17 – Залежність активного та реактивного опору від частоти



Рисунок 3.18 – КСХ антени

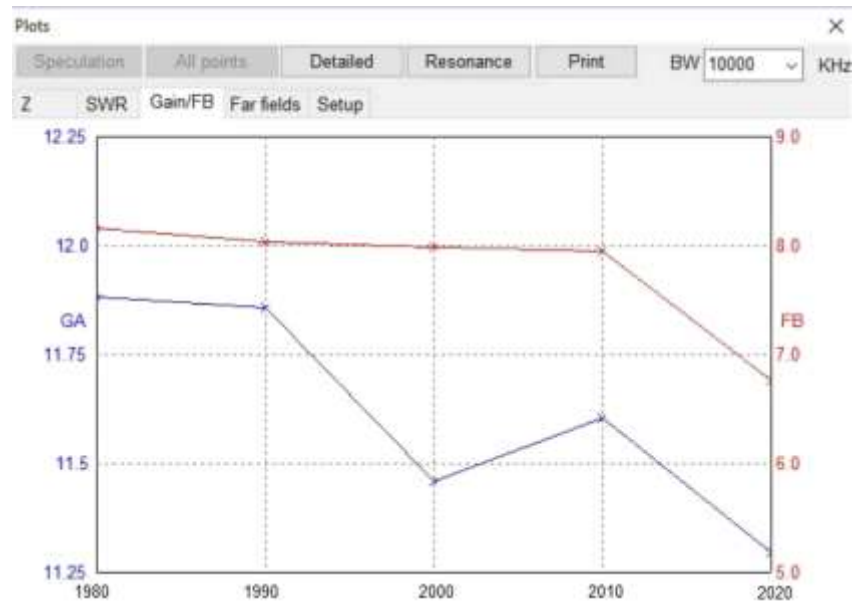


Рисунок 3.19 Підсилення антени

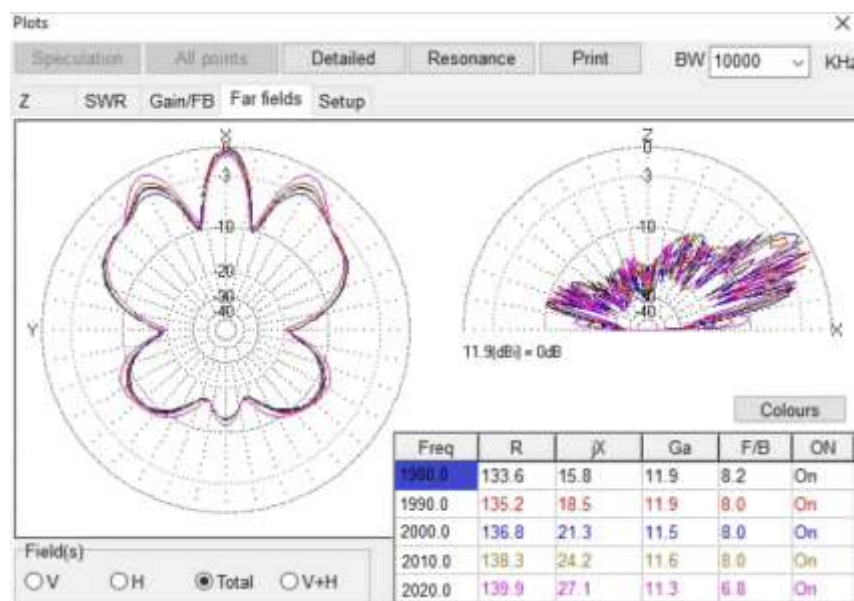


Рисунок 3.20 – ДС антени

На рисунок 3.21.- 3.24 промодельюємо антену Mirror на частоті 2000 Гц.
 Ширина робочої смуги частот = 20 МГц

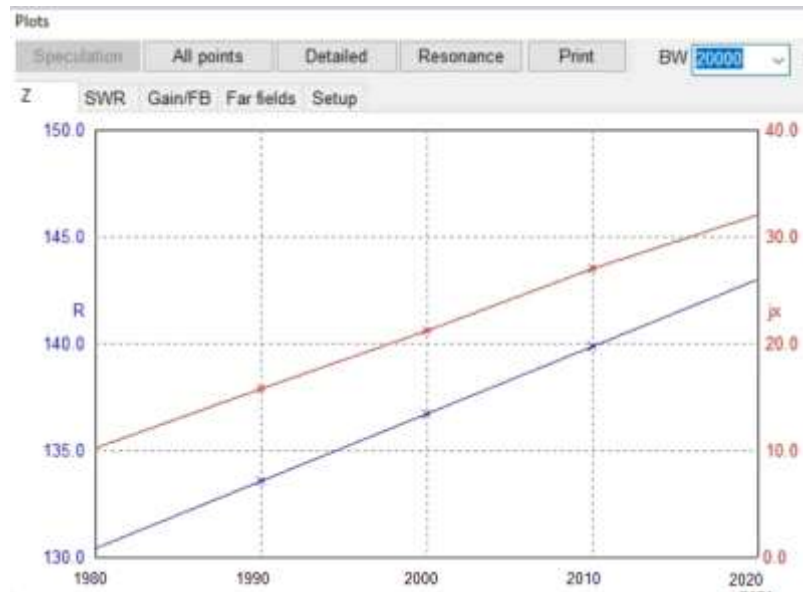


Рисунок 3.21 – Залежність активного та реактивного опору від частоти



Рисунок. 3.22 – КСХ антени

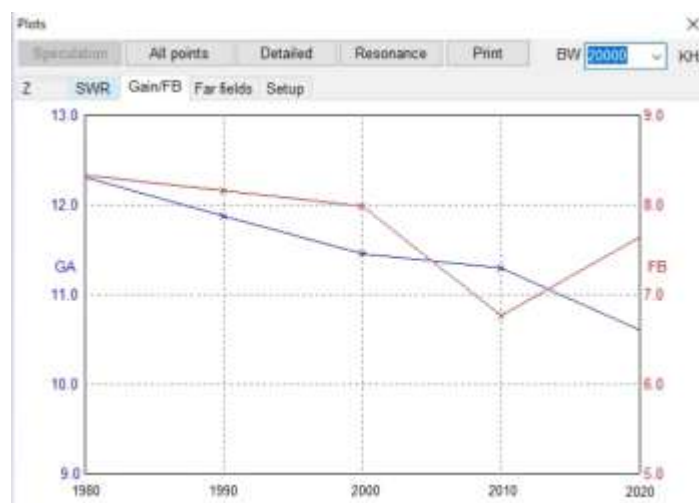


Рисунок 3.23 – Підсилення антени

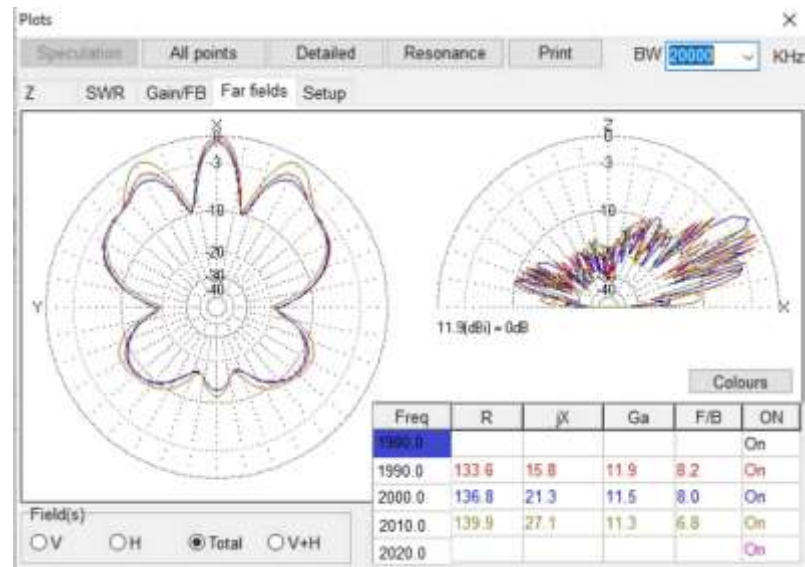


Рисунок 3.24. – ДС антенни

На рисунок 3.25.- 3.28. промодельюємо антену Mirror на частоті 2000 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 40 МГц

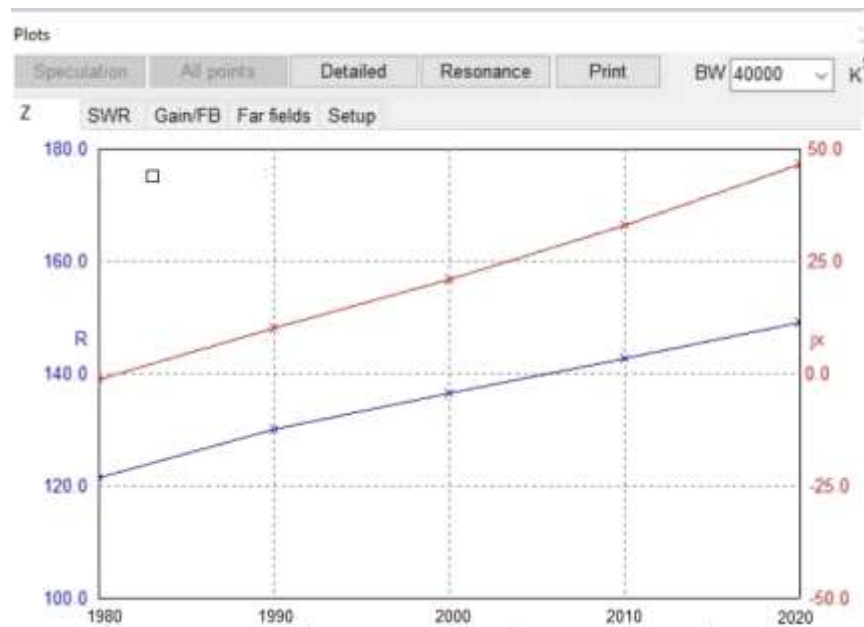


Рисунок. 3.25 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

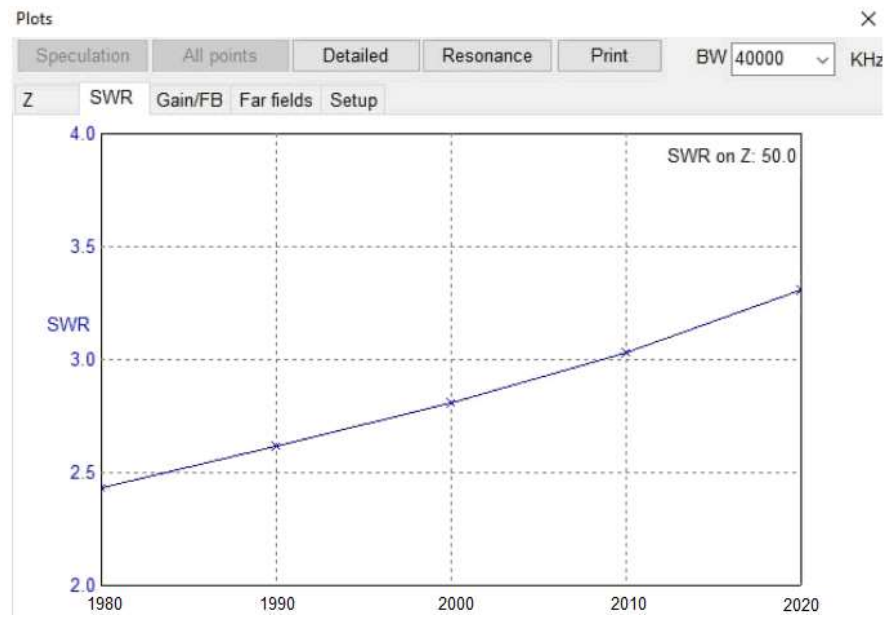


Рисунок 3.26 – КСХ антени

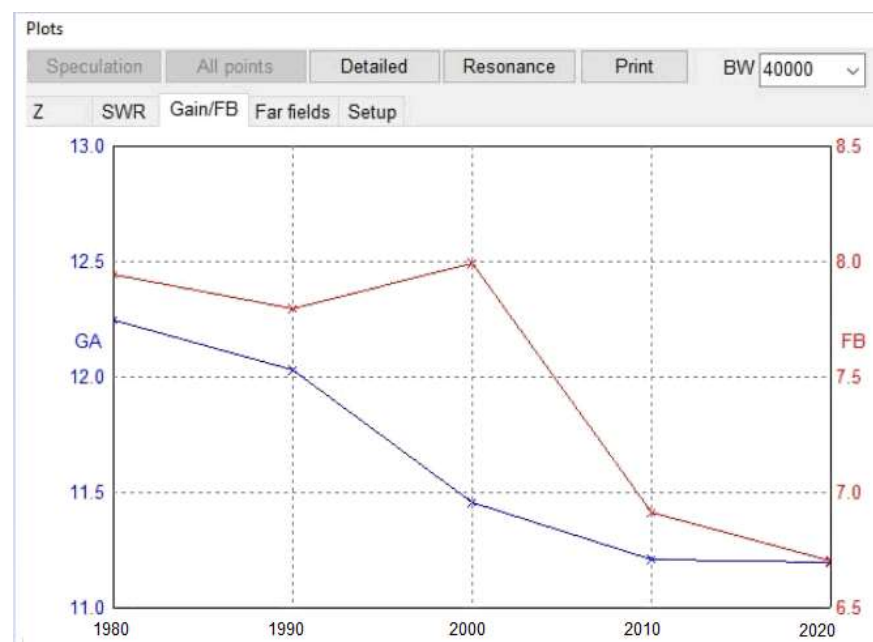


Рисунок 3.27 – Підсилення антени

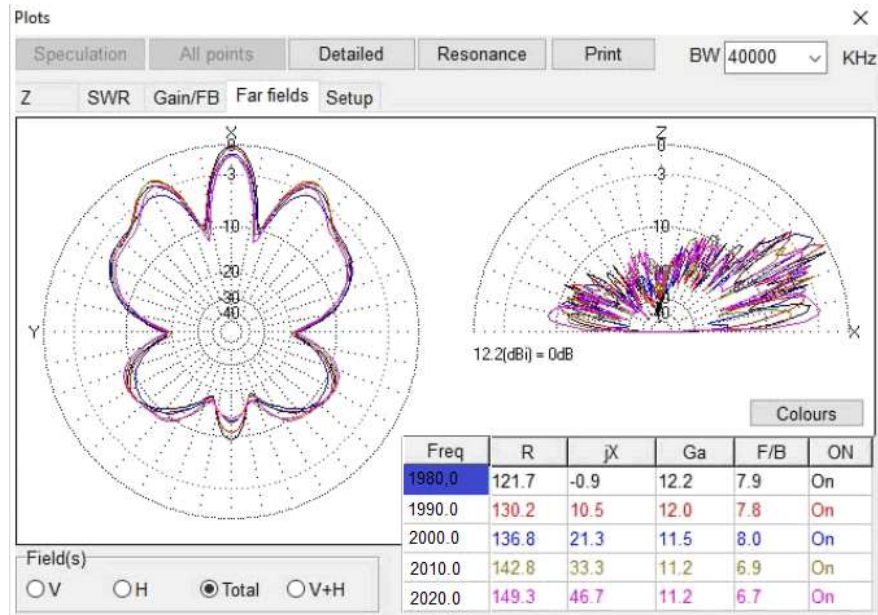


Рисунок 3.28 – ДС антени

На рисунок 3.29.- 3.32. промодельюємо антену Міггог на частоті 2000 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 80 МГц

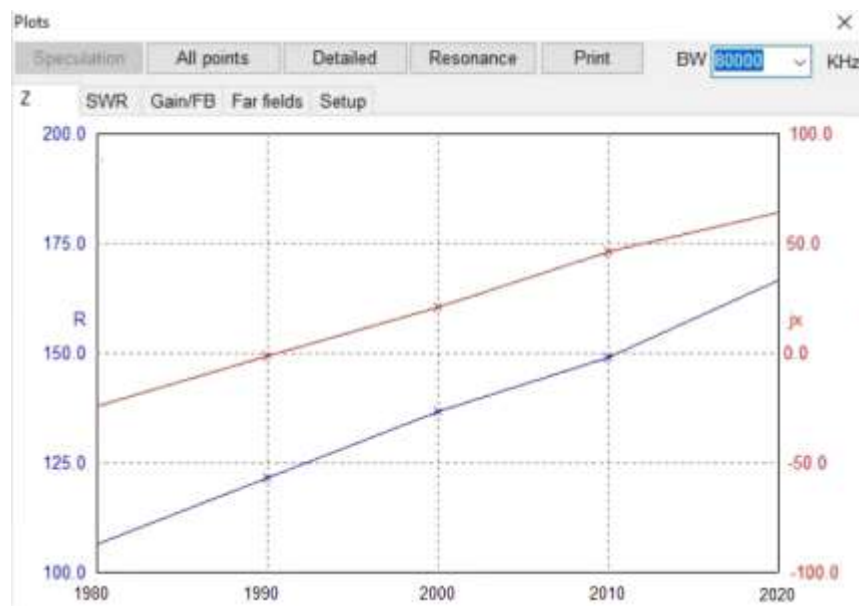


Рисунок 3.29 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

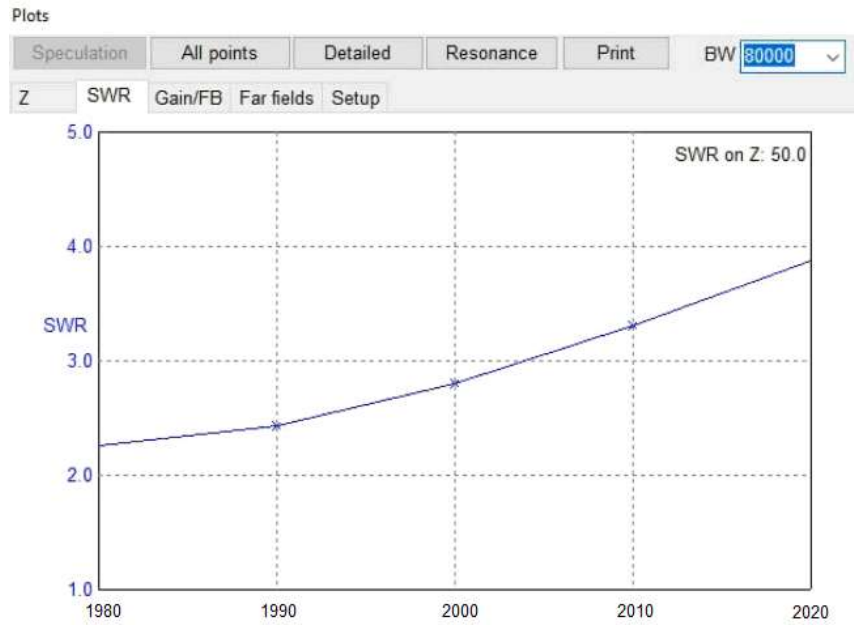


Рисунок 3.30 – КСХ антени

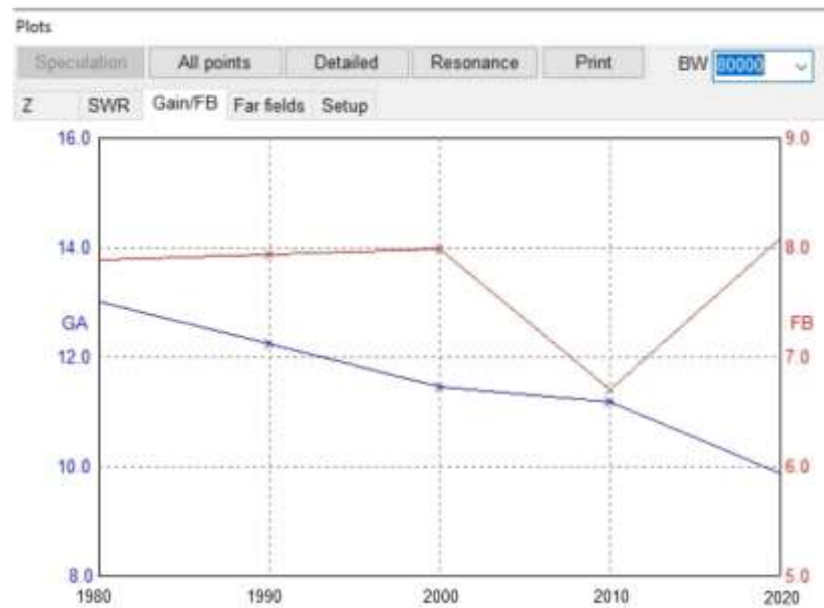


Рисунок 3.31 – Підсилення антени

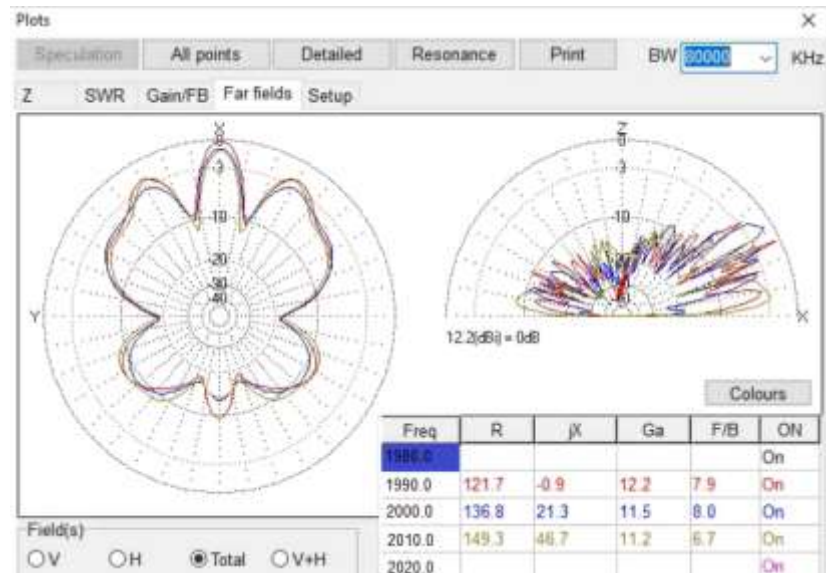


Рисунок 3.32. – ДС антенни

На рисунок 3.33.- 3.36. промодельюємо антену Міггор на частоті 2200 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 10 МГц



Рисунок. 3.33 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

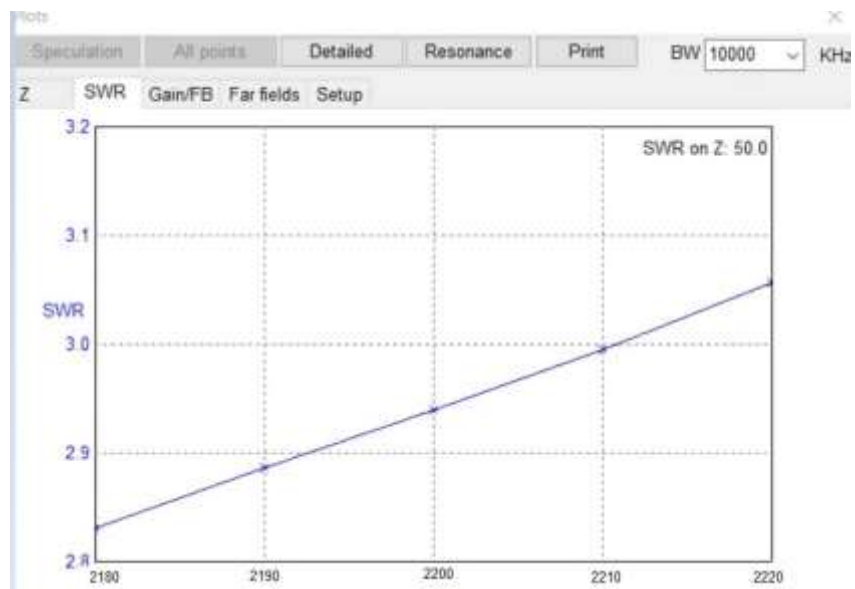


Рисунок 3.34 – КСХ антени

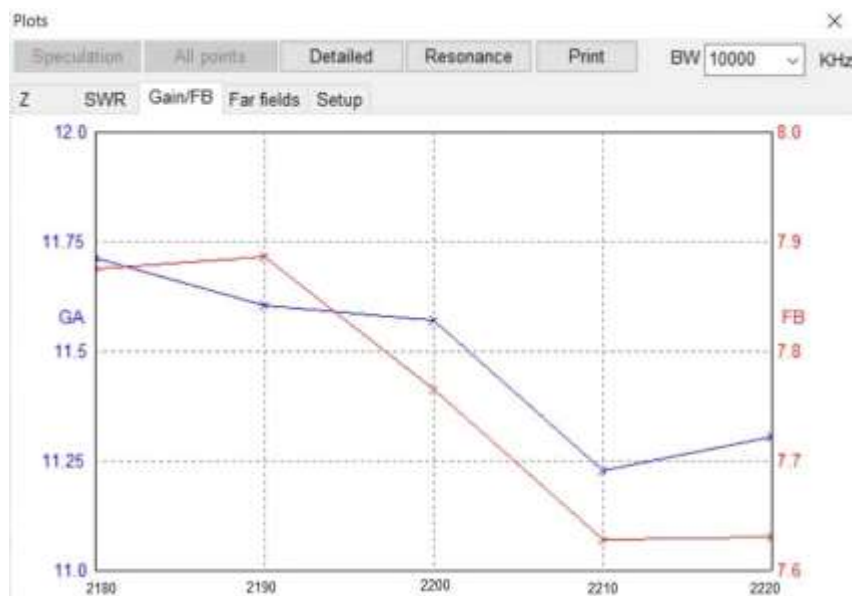


Рисунок 3.35 – Підсилення антени

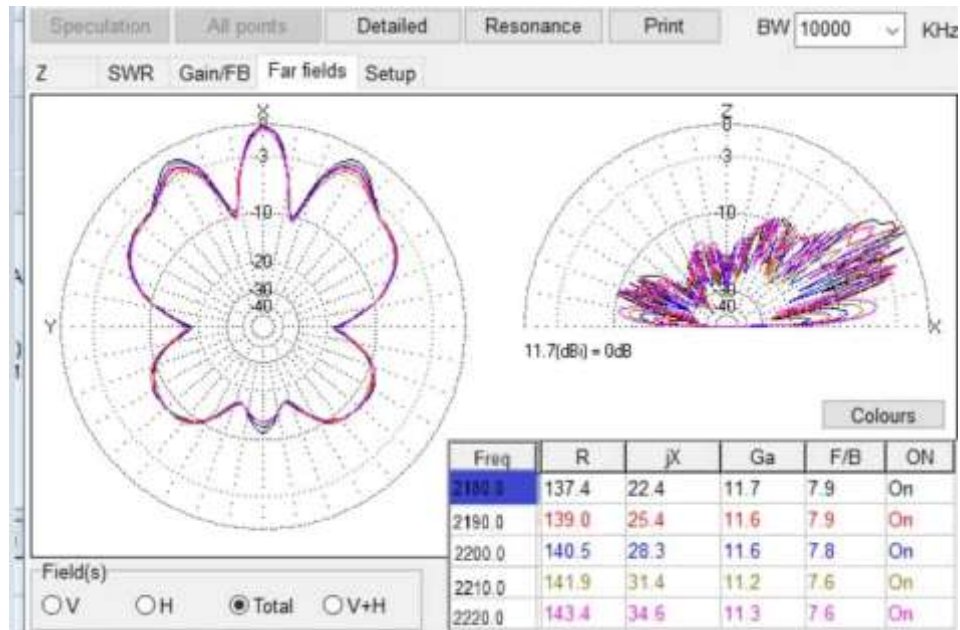


Рисунок 3.36 – ДС антени

На рисунок 3.37.- 3.40. промодельюємо антену Міггор на частоті 2200 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 20 МГц

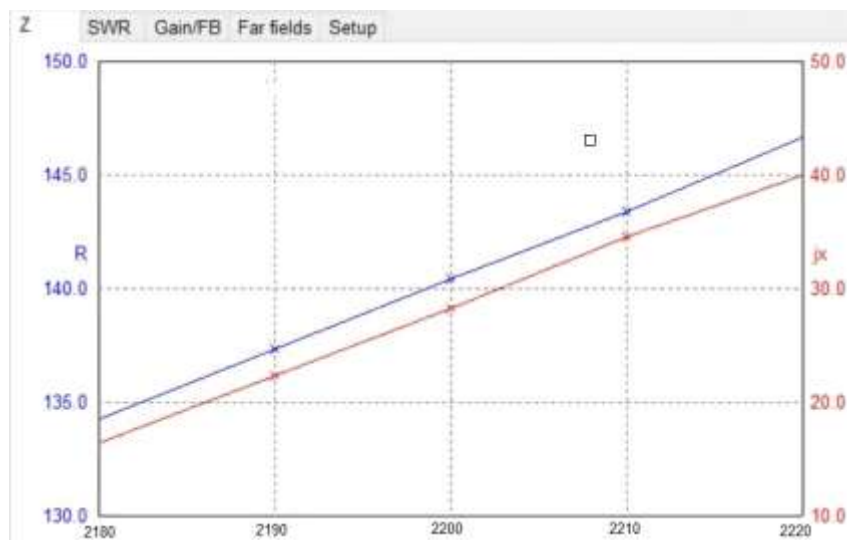


Рисунок 3.37 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

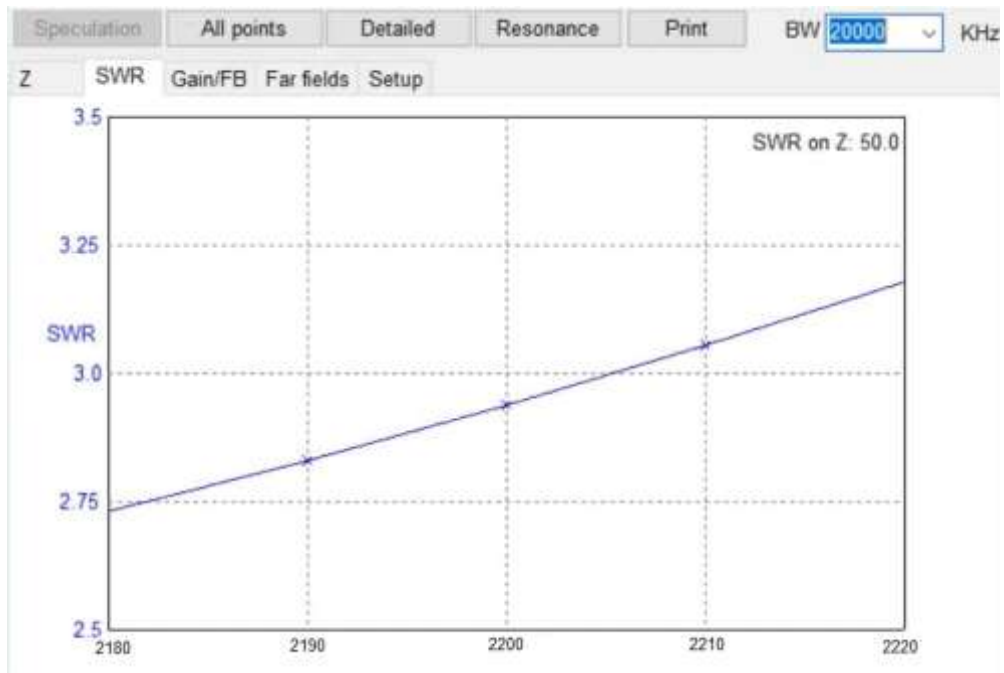


Рисунок 3.38 – КСХ антенни

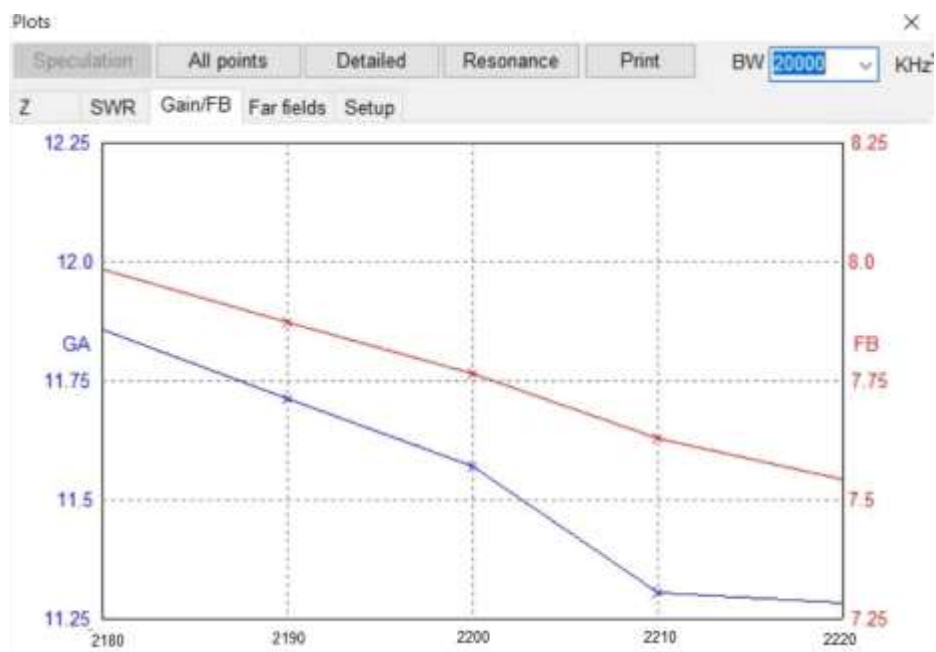


Рисунок 3.39 – Підсилення антенни

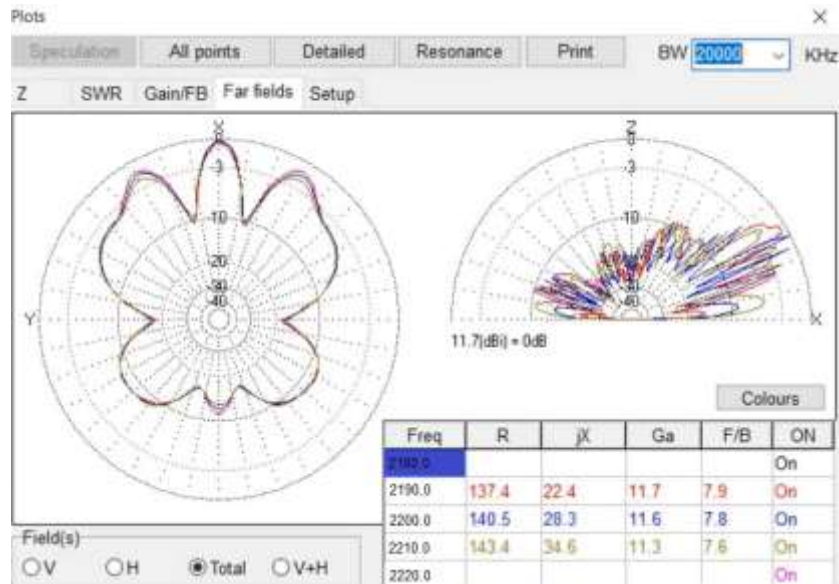


Рисунок 3.40 – ДС антени

На рисунок 3.41.- 3.44. промодельюємо антену Mirror на частоті 2200 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 40 МГц

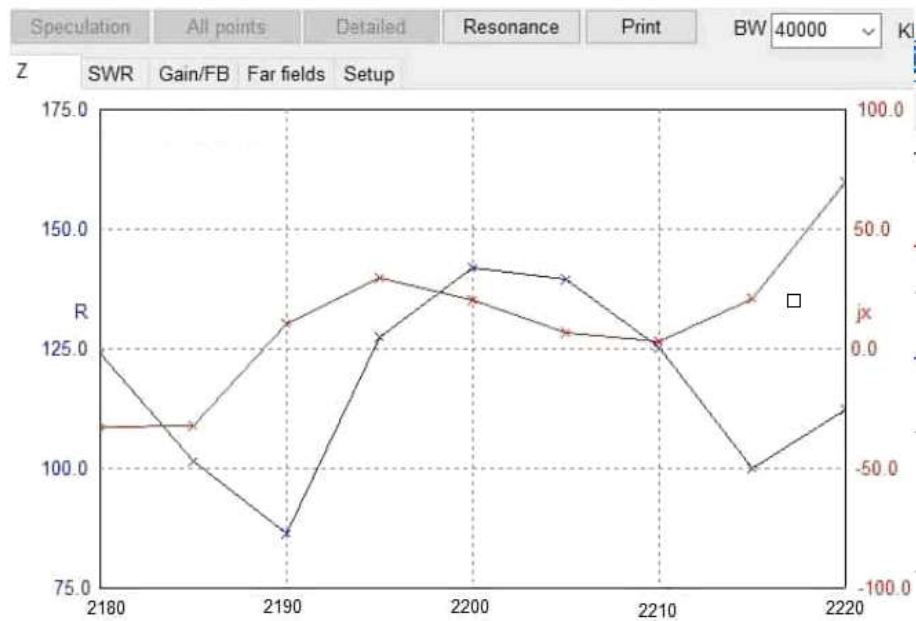


Рисунок.3.41 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

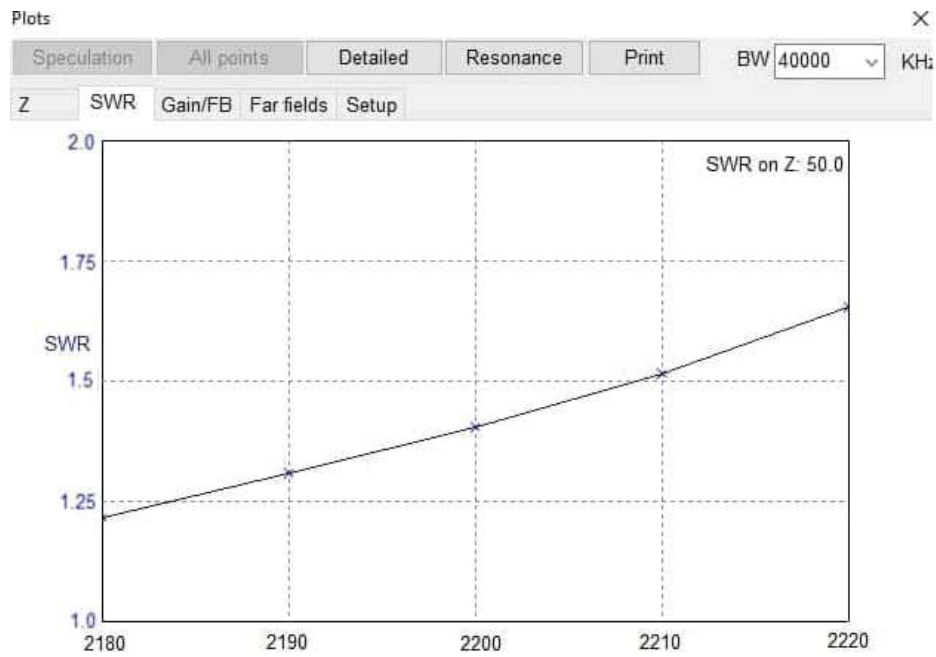


Рисунок 3.42 – КСХ антени

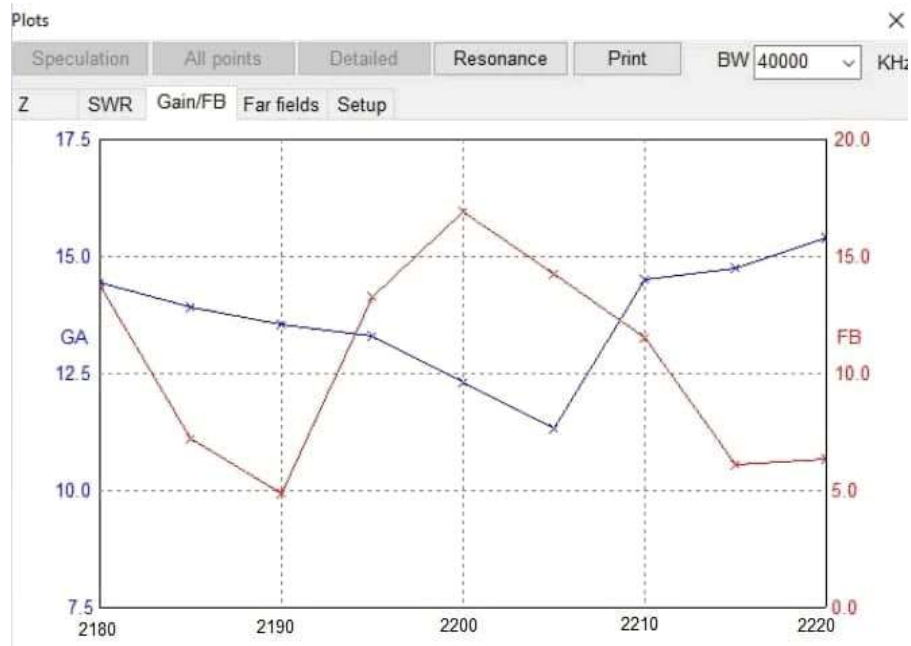


Рисунок 3.43 – Підсилення антени

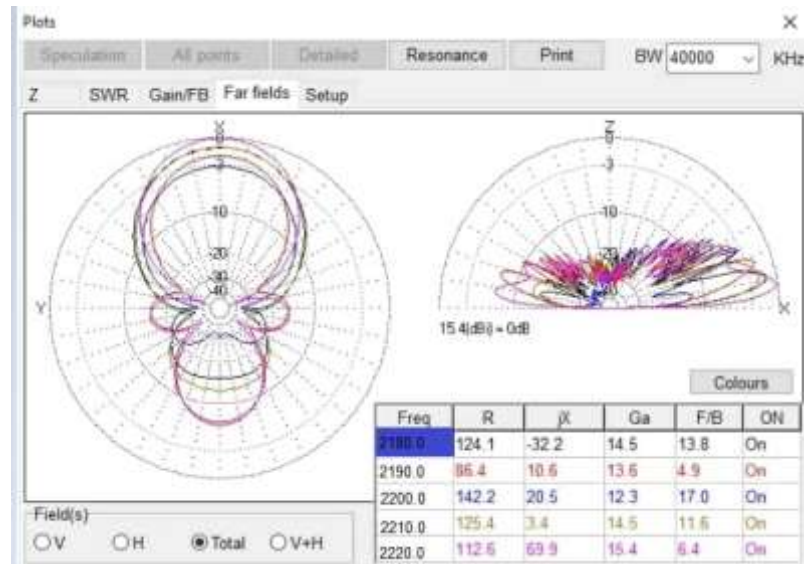


Рисунок 3.44 – ДС антени

На рисунок 3.45.- 3.48 промодельюємо антену Міррог на частоті 2200 Гц.
Ширина робочої смуги частот = 80 МГц

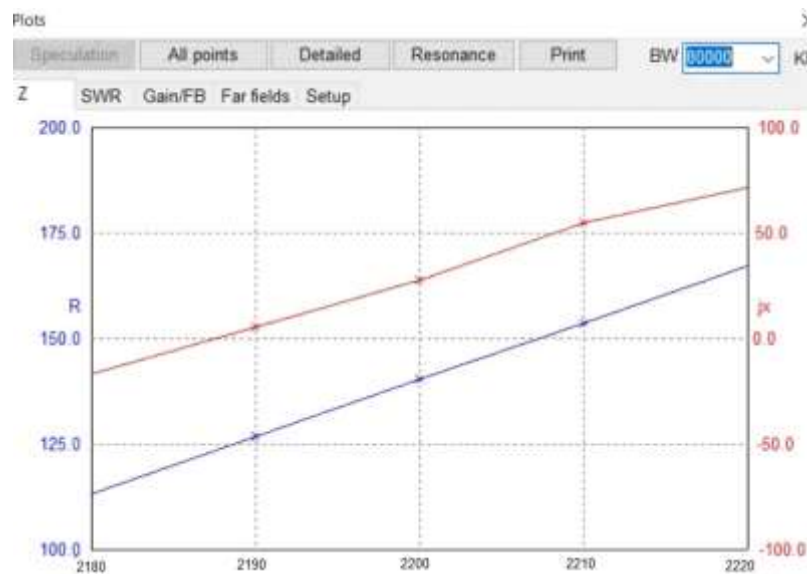


Рисунок 3.45 – Залежність активного та реактивного опору від частоти

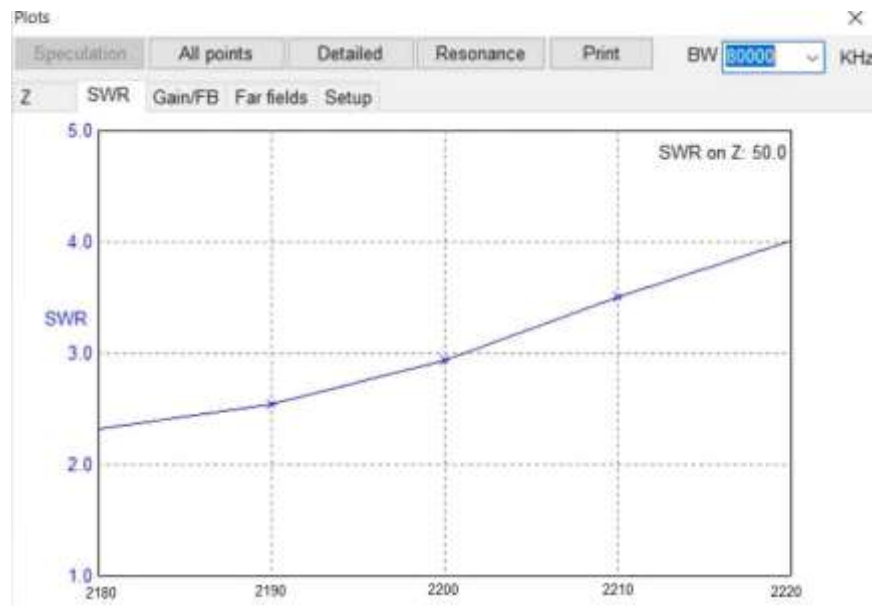


Рисунок.3.46 – KCX антени

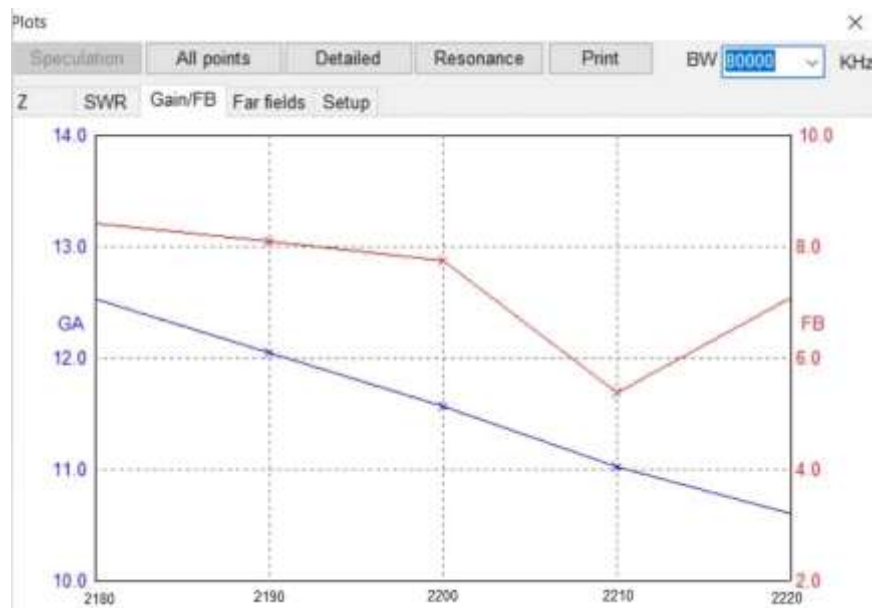


Рисунок 3.47 – Підсилення антени

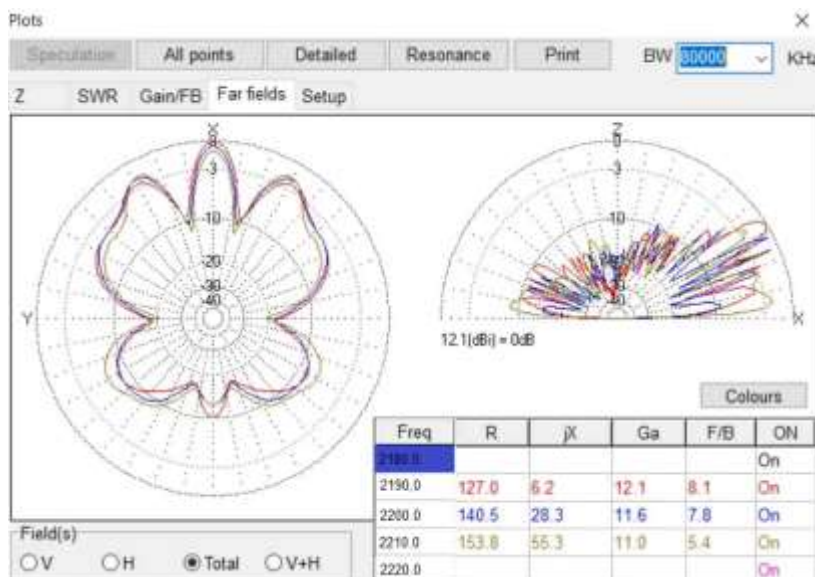


Рисунок 3.48 – ДС антени

Висновки. Промодельовавши деяку кількість частот у різних умовах та задававши різні параметри смуги пропускання з певним кроком, було виявлено найкращий варіант для дзеркальної антени. Його модуляцію можна побачити на рисунку. 3.41-3.44. КСХ данної модуляції не перевищує 2. Бічні пелюстки на ДС мають не великий розмір. Підсилення та опір також входять в рамки нашого дослідження. Тому порівнявши з іншими результатами можемо сказати що за реальних умов цей варіант найбільш доцільний для викориснування.

Висновки

В даній магістерській роботі було виконано дослідження дзеркальної антени для наземної радіолінії доступу до інтернету.

Проведені дослідження відомих типів антен..Було розроблено технічне завдання, головним критерієм якого є діапазон робочих частот $f_p \in [1,7 - 2,7] ГГц$. Основою для визначення технічного завдання була сучасна телекомунікаційна компанія.

В ході роботи було розраховано основні параметри та досліджено характерисунюктики дзеркальної антени на частотах 1680 Гц та 2700 Гц, на пропускних смугах 10, 20,40, 80 МГц.

Була викорисунюктана розробка програмної моделі для проведено ряд експериментальних досліджень дзеркальної антени.

Було обранно оптимальний варіант характерисунюкттик дзеркальної антени для наземної радіолінії доступу до інтернету. Що свідчить про успішність проведеного дослідження. Взяті для дослідження приклади фідеру та дзеркала були оптимізовані. З допомогою різноманітного програмного забезпечення було розраховано та змодельовано усі параметри нашої антени. Було проаналізовано різні інтернет та книжні джерела. Та за прикладами реальних присунюктроїв було змодельовано та розраховано найбільш доцільну для викорисунюктання модель дзеркальної осесиметричної антени для наземної радіо релейної лінії для доступу до інтернету.

Теоритичні розробки та розрахунки було підтверджено прорамним моделюванням.

Перелік джерел посилання

1. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А. «Пристрої надвисоких частот та антени»: Навч. посібник. – К: НАУ, 2013. – 188с.
2. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. «Антени та пристрої надвисоких частот»: Підручник для ВНЗ/ За ред. Л.Я. Ільницького. – К: Укртелеком, 2003. – 496с.
3. Рубцов І. Ю. Технічні аспекти побудови цифрових антенних решіток у системах зв'язку / І. Ю. Рубцов // Системи озброєння і військова техніка. -2015. - № 3. - С. 139-143.
4. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слоболлдянюк П.В., Благодарний В.Г. «Антени телекомунікаційних та моніторингових систем», За ред Л.Я. Ільницького. – К., 2012. – 240 с
5. Ільїнов М.Д. Антена базової станції з секторною діаграмою направленості в азимутальній площині / Ільїнов М.Д., Мацаєнко А.Н
6. Ільїнов М.Д., Толюпа С.В., Шацький І.О. Широкосекторна низько-профільна антена. // Науково- технічний журнал “Сучасний захист інформації”.– 2012. - №3. – С. 78-83
7. Sika Shrestha, Sun-Kuk Noh, Dong-You Choi Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation, Volume, January 2013, 10p.
8. Na Liu, Pengfei Yang, Weijiang Wang «Design of a Miniaturized Ultrawideband Compound Spiral Antenna» // School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, China – 2013.
9. Yangyi Zhao, Weidong Hu «Design Of A UWB Unidirectional Radiation. Compound Spiral Antenna» // Beijing Key Laboratory of Millimeter wave and Terahertz Technology, School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology Beijing, China – 2015.
10. Gurbinder Singh, Deepinder Singh “Design and analysis of conical horn antenna for Ku-band application.” International Journal of Science and Research (IJSR) ISSN (Online): 2319-7064

11. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. – 4th ed. – Hoboken, NJ: Wiley, 2016. – 1064 p.
14. Raghavan, M. R. Antennas: Principles, Analysis, and Design. – 2nd ed. – New York: Wiley, 2015. – 560 p..
15. Kraus, J. D., and Fleisch, D. A. Antennas. – 2nd ed. – New York: McGraw-Hill, 1988. – 860 p.
16. R. C. Johnson, and H. Jasik. Antenna Engineering Handbook. – 3rd ed. – New York: McGraw-Hill, 1984. – 1100 p.
17. Golovin, V. V., Tischuk, Yu. N., & Shevchuk, S. A. Controlling the radiation pattern of a spherical mirror antenna. Radioelectronics and Communications Systems, 2007, 50(10)
18. Khan, I., & Kamarudin, M. R. New Design of Mirror Shape Antennas with Band-Rejection Characteristics. IEEE Xplore, 2017
19. Nadia, K. N., Nandwani, S. Design of a Mirror Stairs Multiband Microstrip Antenna Using Defected Ground Structure. IEEE Xplore, 2019
20. Kumar, P., Kaur, M. Design and Investigation of Compact Backed Mirror Two-Port MIMO Antenna. Springer, 2010.