

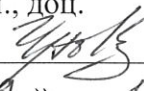
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА БІОМЕДИЧНОЇ ІНЖЕНЕРІЇ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

УДК 621.396

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікація

к.т.н., доц. Чухов В.


« 19 » 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему

**МЕТОДИ ЗНИЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ,
РОЗСІЯНОГО АНТЕННИМИ СИСТЕМАМИ ЗАСОБІВ
РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ**

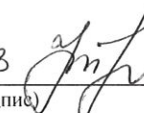
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр. ТРМ-22-1

19.12.2023 
(дата, підпис)

Ковальчук В. В.

Керівник роботи
к.т.н., доц.

19.12.2023 
(дата, підпис)

Дубина О. Ф./
Нікітчук Т.М.

Житомир
2023

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 Методи зниження електромагнітного поля, розсіяного
антенними системами засобів радіоелектронної боротьби

Виконав: студентка 2 курсу,
групи ТРМ-22-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Ковальчук В. В.

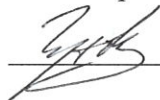
Керівник Дубина О.Ф./Нікітчук Т.М.

Рецензент Коренівська О.Л.

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри біомедичної
інженерії та телекомунікацій

 Чухов В.В.

« 27 » 10 2022 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Ковальчук Валентина Вікторівна

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Методи зниження електромагнітного поля, розсіяного антенними системами засобів радіоелектронної боротьби затверджено наказом по університету від «08» 11 2023 р. № 547/с
2. Мета дослідження: дослідження можливості зменшення електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами антенних систем засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ) при збереженні їх основних характеристик.
3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін. Станція радіоелектронної боротьби її ТТХ.
4. Основні задачі дослідження: проаналізувати тактико-технічні характеристики станції перешкод для забезпечення їх збереження в умовах зниження електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами її антенних систем. Визначити електромагнітне поле, розсіяне від рупорних опромінювачів пірамідальної форми при довільному падінні на них плоскої електромагнітної хвилі. Провести кількісне оцінюванню внеску елементів конструкції антени в її ефективну поверхню розсіювання.
5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.

6. Дата видачі завдання «21» 01 2023 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання

(підпис)

(підпис)

Дубина О.Ф./Нікітчук Т.М.

(прізвище, ініціали)

Ковальчук В. В.

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Темою кваліфікаційної магістерської роботи є Методи зниження електромагнітного поля, розсіяного антенними системами засобів радіоелектронної боротьби. У роботі досліджено проблематику зменшення радіолокаційної помітності антенних систем засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ). Проведено аналіз тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції перешкод для забезпечення їх збереження в умовах зниження електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами її антенних систем. Це дозволить визначити ефективність запропонованих нових технічних рішень, щодо нових конструкцій опромінювачів антенних систем станцій РЕБ. Проведено дослідження методів і способів зниження електромагнітного поля, розсіяного антенними системами засобів РЕБ та попередня оцінка їх характеристик розсіювання. Запропоновано методику дослідження електромагнітного поля, розсіяного від рупорних опромінювачів пірамідальної форми при довільному падінні на них плоскої електромагнітної хвилі. Проведено дослідження щодо кількісного оцінюванню внеску елементів конструкції антени в її ефективну поверхню розсіювання. Аналіз експериментальних результатів дозволяє оцінити ефективність різних конструктивних заходів що приводять до зниження помітності антен для підвищення радіолокаційної скритності зразків озброєння РЕБ при збереженні їх основних характеристик.

Результати проведених досліджень можуть використовуватися під час проектування нових опромінювачів антенних систем.

Ключові слова: радіоелектронна боротьба, ефективна поверхня розсіювання (ЕПР), дослідження електромагнітного поля, рупорний опромінювач, антенна система.

ANNOTATION

The topic of the thesis is Methods of reducing the electromagnetic field scattered by the antenna systems of radio-electronic warfare. The problem of reducing the radar visibility of the antenna systems of electronic warfare (EW) was studied.

An analysis of the tactical and technical characteristics and combat capabilities of the SPN-40 station was carried out to ensure their preservation in the conditions of a decrease in the electromagnetic field scattered by the horn irradiators of its antenna systems. This will make it possible to determine the effectiveness of the proposed new technical solutions in relation to the new designs of irradiators of the antenna systems of electronic power stations.

A study of methods and ways of reducing the electromagnetic field scattered by antenna systems of EW devices and a preliminary assessment of their scattering characteristics was carried out. A method of studying the electromagnetic field scattered from pyramidal horn radiators when a flat electromagnetic wave is randomly incident on them is proposed.

A study was conducted on quantitative assessment of the contribution of antenna design elements to its effective scattering surface. The analysis of experimental results allows to evaluate the effectiveness of various constructive measures that lead to a decrease in the visibility of antennas to increase the radar stealth of EW weapons samples while preserving their main characteristics.

The results of the conducted research can be used during the design of new irradiators of antenna systems.

Key words: electronic warfare, effective scattering surface (ESS), electromagnetic field research, horn irradiator, antenna system

РЕФЕРАТ

Обсяг роботи складає 99 сторінок, які містять 4 розділи, а також 22 рисунки, 132 формули, 2 таблиці та 2 додатки.

Метою роботи є дослідження можливості зменшення електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами антенних систем засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ) при збереженні їх основних характеристик.

У розділі 1 досліджено проблематику зменшення радіолокаційної помітності засобів РЕБ та їх антенних систем. Проведено аналіз тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції перешкод для забезпечення їх збереження в умовах зниження електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами її антенних систем. Постановка задачі дозволить визначити ефективність запропонованих нових технічних рішень, щодо нових конструкцій рупорних опромінювачів антенних систем станцій РЕБ.

У розділі 2 проведено дослідження методів і способів зниження електромагнітного поля, розсіяного антенними системами засобів РЕБ та попередня оцінка їх характеристик розсіювання.

У 3 розділі запропоновано методику дослідження електромагнітного поля, розсіяного від рупорних опромінювачів пірамідальної форми при довільному падінні на них плоскої електромагнітної хвилі.

Розділ 4 присвячено дослідженню та кількісному оцінюванню внеску елементів конструкції антени в її ефективну поверхню розсіювання. Аналіз експериментальних результатів дозволяє оцінити ефективність різних конструктивних заходів що приводять до зниження помітності рупорних опромінювачів для підвищення радіолокаційної скритності зразків озброєння РЕБ при збереженні їх основних характеристик.

ЗМІСТ

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАЧКИ.....	10
ВСТУП.....	11
РОЗДІЛ 1. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОБЛЕМАТИКИ ЗМЕНШЕННЯ ПОМІТНОСТІ ЗАСОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ	14
1.1 Аналіз засобів радіоелектронної боротьби та їх антенних систем.....	14
1.2 Аналіз тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції перешкод для забезпечення їх збереження в умовах зниження електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами її антенних систем.....	16
1.3 Постановка задачі дослідження з урахуванням тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції перешкод	20
Висновки до першого розділу.....	26
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ І СПОСОБІВ ЗНИЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ, РОЗСІЯНОГО АНТЕННИМИ СИСТЕМАМИ ЗАСОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ ТА ПІДХОДІВ ЇХ ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ.....	27
2.1 Аналіз методів і способів зниження параметрів електромагнітного поля, розсіяного антенними системами.....	27
2.2 Проблематика існуючих методів розрахунку конструкції антени зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання, основні характеристики перевипроміненого поля.....	32
2.3. Попереднє оцінювання характеристик розсіювання апертурних дзеркальних антен з рупорним опромінювачем.....	36
2.4 Постановка завдання дослідження ЕПР рупорного опромінювача антени станції перешкод	41
Висновки за другим розділом.....	43
РОЗДІЛ 3. МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ, РОЗСІЯНОГО ВІД РУПОРНИХ ОПРОМІНЮВАЧІВ ПІРАМІДАЛЬНОЇ	

ФОРМИ ПРИ ДОВІЛЬНОМУ ПАДІННІ НА НИХ ПЛОСКОЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ.....44

3.1 Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриті рупорного опромінювача для випадку падіння плоскої хвилі за нормальної поляризації хвилі до площини її падіння та для випадку їх співпадання.....46

3.2 Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриті.....48

3.2.1 Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриті рупорного опромінювача для випадку падіння плоскої хвилі на розкрит при нормальній поляризації хвилі до площини її падіння.....52

3.2.2 Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриті рупорного опромінювача для випадку падіння плоскої хвилі на розкрит за співпадання площин поляризації і падіння.....54

3.3 Визначення поля, розсіяного розкритом рупора.....57

3.3.1 Визначення поля, розсіяного розкритом рупора, для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі до площини падіння.....57

3.3.2 Визначення розсіяного розкритом рупора поля для випадку співпадання поляризації падаючої хвилі з площиною падіння.....62

3.4 Визначення повного поля, розсіяного антеною та знаходження ефективної поверхні розсіяння опромінювача пірамідальної форми.....64

3.5 Визначення ЕПР антени, якщо площина поляризації падаючої хвилі нормальна до площини падіння.....67

Висновки за третім розділом.....69

РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ НОВИХ КОНСТРУКЦІЙ АНТЕННИХ СИСТЕМ ЗІ ЗМЕНШЕНОЮ ЕПР ТА ПОРІВНЯННЯ ЇХ ЗІ ШТАТНИМИ АНТЕНАМИ СТАНЦІЇ ПЕРЕШКОД.....70

4.1 Порівняння експериментальних і розрахункових результатів запропонованої методики визначення електромагнітного поля, розсіяного від рупорних опромінювачів 71

4.2 Експериментальні дослідження запропонованих нових конструкцій антенних систем зі зменшеною ЕПР та порівняння їх зі штатними антенами станції перешкод	76
Висновки за четвертим розділом.....	82
ВИСНОВКИ	83
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	87
ДОДАТКИ.....	94

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАЧКИ

БРЛС	бортова радіолокаційна станція
ЕМХ	електромагнітна хвиля
ЕПР	ефективна поверхня (площа, поперечник) розсіювання
КСХН	коефіцієнт стоячої хвилі за напругою
ОВТ	озброєння та військова техніка
ППО	протиповітряна оборона
РЕБ	радіоелектронна боротьба
РЕР	радіоелектронна розвідка
РЛС	радіолокаційна станція
СП	станція перешкод
ФАР	фазована антена решітка

ВСТУП

Досвід сучасної війни та останніх воєнних конфліктів свідчить про зростаючу роль радіоелектронної розвідки (РЕР) та радіоелектронної боротьби (РЕБ). Застосування засобів РЕР забезпечує своєчасне виявлення, а засобів РЕБ протидію системам радіолокаційної розвідки повітряного базування (літаків, вертольотів і безпілотних літальних апаратів). Проте сучасні засоби РЕБ здатні самостійно проводити і РЕР (виявлення) і протидію. Разом з тим технічні засоби РЕР та РЕБ є основними цілями, що виявляються засобами повітряної радіолокаційної розвідки та можуть бути уражені в першу чергу. Тому в умовах бойового застосування противником авіації з бортовими радіолокаційними станціями (БРЛС) зростає необхідність зменшення радіолокаційної помітності наземних засобів РЕР та РЕБ, що налаштовані на розвідку в діапазоні частот повітряних БРЛС.

У загальному випадку радіолокаційна помітність радіотехнічних засобів озброєння та військової техніки (ОВТ) значною мірою залежить від їх антенних систем. При деяких ракурсах спостереження антени виступають джерелом домінуючого вторинного випромінювання, тобто стають демаскуючою ознакою і визначають радіолокаційну помітність таких засобів. Внесок антен у загальну ефективну площу розсіювання (ЕПР) для окремих зразків ОВТ у найбільш небезпечному секторі кутів опромінювання (передня півсфера) може досягати 98%. Тому завдання зменшення радіолокаційної помітності ОВТ за рахунок зменшення перевипроміненого електромагнітного поля їх антенними системами є актуальним.

Значний внесок у радіолокаційну помітність зразків ОВТ здійснюють антени великої апертури, гостронаправлені (дзеркальні, лінзові) та рупорні. У більшості випадків як опромінювачі антенних систем станцій РЕР та РЕБ виступають резонансні рупорні антени. Найбільш проблемним завданням є зменшення перевипроміненого електромагнітного поля дзеркальними

антенами з рупорним опромінювачем, який знаходиться у фокусі антенної системи та істотно впливає на її загальну ЕПР.

Відомі підходи зменшення електромагнітного поля, перевипроміненого об'єктами ОВТ за рахунок застосування спеціальних форм, радіопоглинаючих матеріалів та покриттів тощо непридатні для зниження радіолокаційної помітності їх антенних систем. Складність полягає у неможливості уникнути перевипромінювання, оскільки за принципом оберненості будь-яка антена розсіює не менше половини падаючої на неї енергії.

Дослідженням розсіюючих властивостей антен, методам зменшення їх радіолокаційної помітності та оцінюванню внеску окремих елементів конструкцій у загальну ЕПР антенних систем приділялася увага багатьох вчених, зокрема, Стоуна У. Р., Хансена Р. С., Уфимцева П. Я., Фельда Я. Н., Бененсона Л. С., Канценеленбаума В. Б., Астахова В. М., Сухаревського О. І., Васильця В. О. та інших. Проте застосування відомих методів зменшення перевипромінювання антен є досить проблематичним для засобів РЕР та РЕБ, оскільки призводить до погіршення основних характеристик їх антенних систем, у тому числі коефіцієнта направленої дії. Впровадження таких методів, зазвичай, потребує оптимізації за комплексним критерієм “ефективність – помітність”, що неприпустимо для станцій РЕР та РЕБ. Так, зменшення коефіцієнта направленої дії їх антенних систем призведе до зменшення максимальної дальності розвідки по головній та бокових пелюстках діаграми спрямованості антени БРЛС.

Таким чином, виникає важливе наукове завдання, яке полягає в зниженні радіолокаційної помітності засобів РЕБ за рахунок зменшення параметрів електромагнітного поля, перевипроміненого антенними системами при збереженні їх основних характеристик.

Мета роботи є дослідження можливості зменшення електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами антенних систем засобів РЕБ при збереженні їх основних характеристик.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі часткові завдання:

провести дослідження проблематики зменшення помітності засобів радіоелектронної боротьби;

провести дослідження методів і способів зниження параметрів електромагнітного поля, розсіяного антенними системами засобів радіоелектронної боротьби та підходів їх практичної реалізації;

удосконалити методику визначення параметрів електромагнітного поля, перевипроміненого рупорним опромінювачем пірамідальної форми, при довільному падінні на нього плоскої електромагнітної хвилі;

провести експериментальні дослідження нових конструкцій антенних систем зі зменшеною ЕПР та порівняння їх зі штатними антенами перешкод.

Об'єктом досліджень є процес формування та перевипромінювання електромагнітних хвиль конструкцією антенної системи.

Предметом досліджень є методи оцінювання параметрів електромагнітного поля, перевипроміненого антенними системами та методи їх проектування.

Методи дослідження. У процесі розв'язання задач дифракції електромагнітної хвилі використовувались: метод поперечних розрізів; еквівалентних струмів; метод розкладу в неперервний спектр плоских хвиль; наближення геометричної оптики. При проектуванні опромінювача застосовано узагальнення інтегральної леми Лоренца для полів з неоднорідним матеріальним заповненням. Кількісне оцінювання внеску елементів конструкції антени в її ЕПР здійснено розрахунково-експериментальними методами.

Практична цінність отриманих результатів полягає у надання пропозицій для заміни штатних антенних систем станції перешкод новими антенами, опромінювачі яких мають значно меншу ЕПР, що дозволить зменшити радіолокаційну помітність зразка ОВТ.

І ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОБЛЕМАТИКИ ЗМЕНШЕННЯ ПОМІТНОСТІ ЗАСОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ

1.1 Аналіз засобів радіоелектронної боротьби та їх антенних систем

Успіх операцій (бойових дій) у сучасних війнах (військових конфліктах), суттєво залежить від стійкої роботи систем управління військами (силами) і зброєю, технічну основу якої складають радіоелектронні засоби” [1]. З урахуванням цього, кожна зі сторін, яка бере участь у військовому конфлікті під час проведення операцій буде використовувати різноманітні способи, застосовувати різні сили і засоби для дезорганізації противника, в результаті чого розгортається напружена радіоелектронна боротьба (РЕБ) [2].

РЕБ організовується і ведеться з метою дезорганізації управління військами (силами), зниження ефективності ведення розвідки технічними засобами, що досягається, у тому числі, шляхом радіоелектронного захисту [2].

У свою чергу, радіоелектронний захист проводиться шляхом тактичного маскуванню дій військових частин (підрозділів) для забезпечення їх прихованості та досягається застосуванням табельних засобів маскуванню і місцевих матеріалів, розсіювальних (поглинаючих) покриттів, матеріалів (конструкцій), видозмінюванням озброєння і військової техніки [3].

Дії, що стосуються кардинального зменшення помітності наземних сил і засобів РЕБ за визначенням належить до так званих «стелс-технологій» і є наслідком науково-технічного прориву у багатовартісних, наукоємних і високоефективних технологіях і відноситься до прерогативи виключно економічно високо розвинутих держав, доктрини яких передбачають гарантовану воєнно-технічну перевагу над іншими країнами [4]. Тому в країнах НАТО, особливо в США, підвищена увага приділяється дослідженням зниження помітності об'єктів озброєння і військової техніки (ОВТ) в усіх спектральних діапазонах (оптичному, тепловому, радіолокаційному, ультразвуковому тощо) [5].

Аналіз існуючих і перспективних систем озброєння, наукових публікацій і програмних досліджень за програмою “Стелс” свідчать про особливе місце напрямку досліджень радіолокаційних характеристик розсіювання (вторинного випромінювання) при створенні і розвитку зразків ОВТ, у тому числі засобів РЕБ [6-16].

Радіолокаційна помітність засобів РЕБ значною мірою залежить від їх антенних систем [16]. При деяких ракурсах спостереження антени виступають джерелом домінуючого вторинного випромінювання і визначають радіолокаційну помітність таких засобів.

Внесок антен у загальну ефективну площу розсіювання (ЕПР) для окремих зразків ОВТ у найбільш небезпечному секторі кутів опромінювання (передня півсфера), може досягати :

- для станції РЕБ РЛС П-18 [13] до 98 %;
- для станції РЕБ (по попереднім розрахункам) до 70 %;
- для літаків тактичної авіації [17] 30-50%;
- для ракет самонаведення до 90% [17] та ін.

Значний внесок у ЕПР зразків ОВТ здійснюють антени великої апертури, гостронаправлені (дзеркальні, лінзові) та рупорні антени [16-19]. Найбільш проблемним завданням є зменшення ЕПР дзеркальних антен з рупорним опромінювачем, який знаходиться у фокусі антенної системи та істотно впливає на її загальну ЕПР [19].

У більшості випадків як опромінювачі антенних систем станцій РЕБ виступають резонансні рупорні антени, що налаштовані на діапазон частот повітряних БРЛС. Аналіз досліджень у цій сфері доводить, що близько 75% існуючих БРЛС працюють у Ку (2-3 см) діапазоні хвиль [3-10]. Типи літакових БРЛС, їх призначення, дальність дії, діапазон частот, потужність тощо наведено у Додатку А. Для протидії таким засобам на озброєнні у підрозділах РЕБ Збройних сил України стоять станції перешкод [3]. Навіть за можливості застосування до них заходів пасивного захисту (радіо поглинаючі, розсіюючі матеріали та покриття, тактичні засоби маскування, у тому числі капоніри,

тощо) лишається значна ймовірність виявлення таких станцій через резонансні частини їх антенних систем [18]. Тому задача зменшення їх радіолокаційної помітності, на прикладі станції перешкод, за рахунок зменшення ЕПР антенних систем станцій РЕБ є актуальною.

Відомі підходи до зменшення радіолокаційної помітності зразків ОВТ за рахунок видозмінювання їх форми, радіопоглинаючих покриттів тощо є непридатними для зниження ЕПР їх антенних систем [6, 17-20]. Складність полягає у неможливості уникнути перевипромінювання, оскільки за принципом оберненості, будь яка антена розсіює не менше половини падаючої на неї енергії [21-29]. Також відомо, що якщо в антенну систему поступає деяка потужність, то це може мати місце лише за наявності розсіювання. Розсіяна антеною потужність перевищує прийняту, або дорівнює їй [29].

1.2 Аналіз тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції РЕБ для забезпечення їх збереження в умовах зниження електромагнітного поля, перевипроміненого рупорними опромінювачами її антенних систем.

Наземна пересувна станція перешкод призначена для створення перешкод БРЛС в 2 см діапазоні довжини хвилі (частота 13453–17341 МГц) з метою виключення або значного ускладнення повітряної радіолокаційної розвідки, прицільного бомбометання і пуску ракет класу “повітря-земля” [3].

Об’єктами електронного подавлення станції є БРЛС розвідки та управління зброєю класу “повітря-земля”.

Антенну систему станції перешкод бортовій радіолокації перешкод наведено на рис. 1.1.

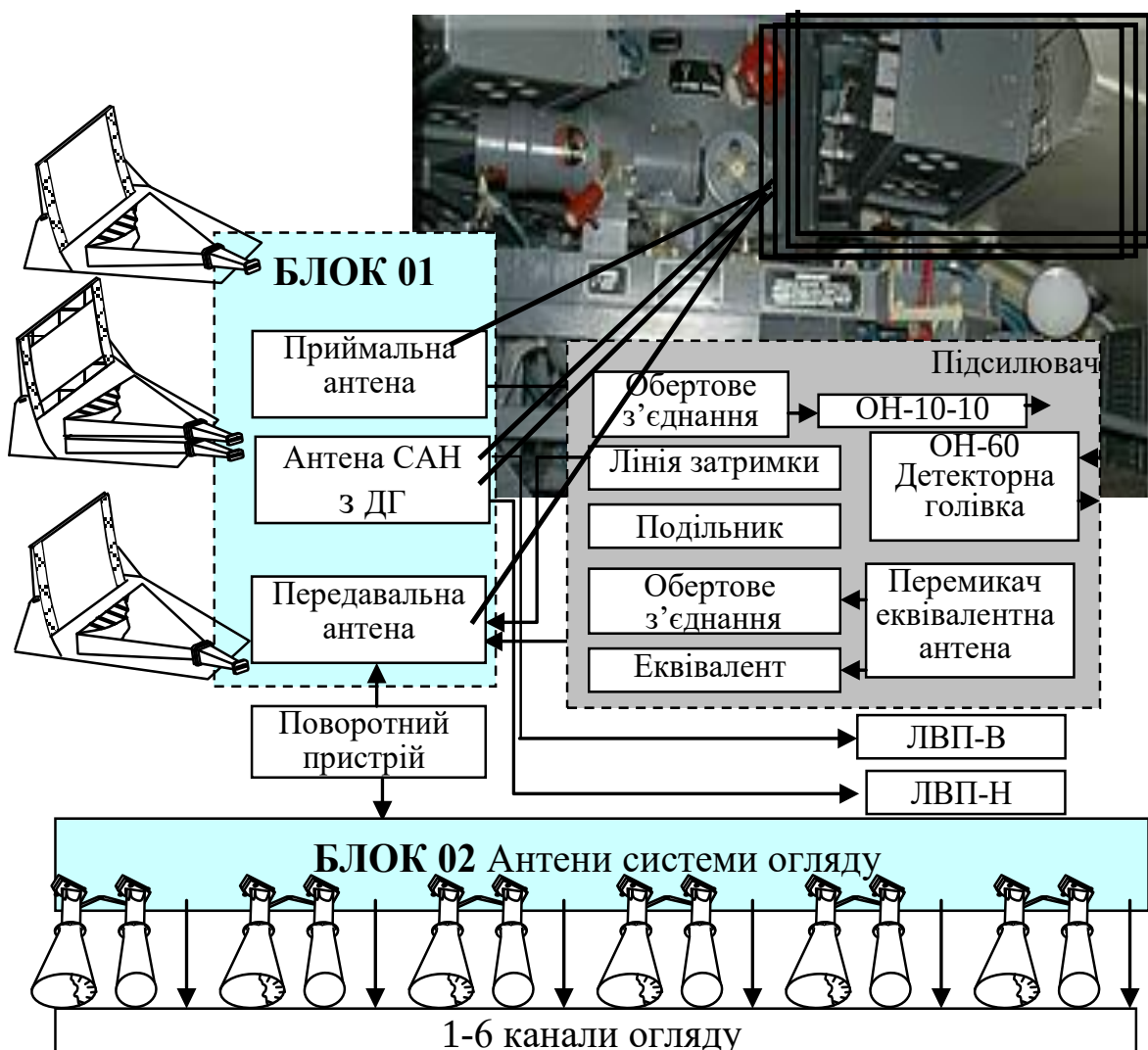


Рисунок.1. 1. Антенна система станції перешкод бортовій радіолокації

Апаратура станції з агрегатами електроживлення розташовуються в кузові КП-4, який встановлено на причеп 2ПН-4М, агрегати живлення – в кузові К-375 автомобіля УРАЛ-375, який є тягачем для причепу.

Тактико-технічні характеристики станції [3].

Бойові можливості станції. Максимальна дальність розвідки випромінювань БРЛС на середніх і великих висотах становить: по боковим пелюсткам діаграми спрямованості антени БРЛС – 150...180 км; по головній пелюстці діаграми спрямованості антени БРЛС – до 300 км.

Дальність подавлення по боковим пелюсткам (в кругову) з імовірністю 0,8 для середніх і великих висот складає: для РЛС типу РБП-4 – не менше 150 км.

Технічні характеристики станції [3].

Чутливість прийомного тракту станції не гірше – 75 дБ/Вт.

Вихідна потужність станції перешкод складає не менше 300 Вт.

Станція працює по координатам: за азимутом – 160^0 ; за кутом місця – $0-45^0$.

Станція випромінює перешкоди з хаотичною поляризацією.

Приймальна антена (рис. 1.1) станції розташована у блоці 01 (рис. 1.2).

Вона включає в себе: дзеркальний відбивач змінного профілю; рупорний опромінювач; обертове з'єднання; направлений відгалужувач ОН-10-10; хвильоводні елементи.

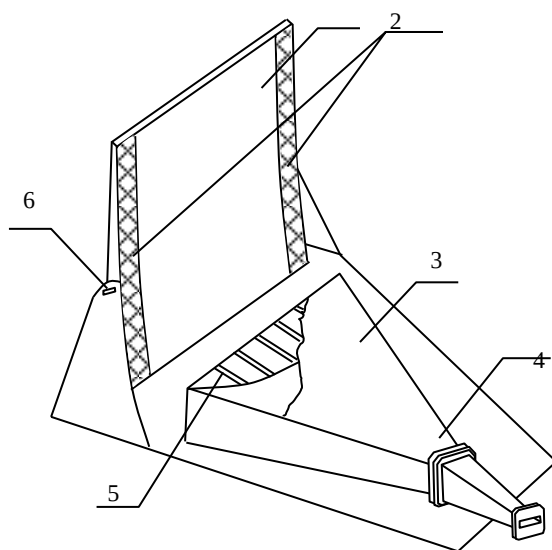


Рис. 1.2 Приймальна антена:

*1- дзеркало; 2 – пластини з поглинаючого матеріалу; 3 – опромінювач;
4 – хвильоводний перехід; 5 – корегуючі клиннє; 6 – вісь обертання дзеркала.*

Дзеркальний відбивач у вертикальній площині може формувати три види діаграм (рис.1. 3) [3].

У кутомісній площині – симетричну вузьку, спеціальну вузьку і широку: ширина симетричної вузької діаграми спрямованості у кутовій площині складає $4 \pm 0,5^0$; $G = 400$ (режим вузький промінь I);

ширина спеціальної вузької діаграми спрямованості у кутовій площині по рівню 0,1 потужності складає 20 ± 4^0 ; $G = 200$ (секторний режим);

ширина широкої діаграми спрямованості у кутовій площині по рівню 0,1 потужності складає 48 ± 3^0 $G = 63$ (режим вузький промінь I).

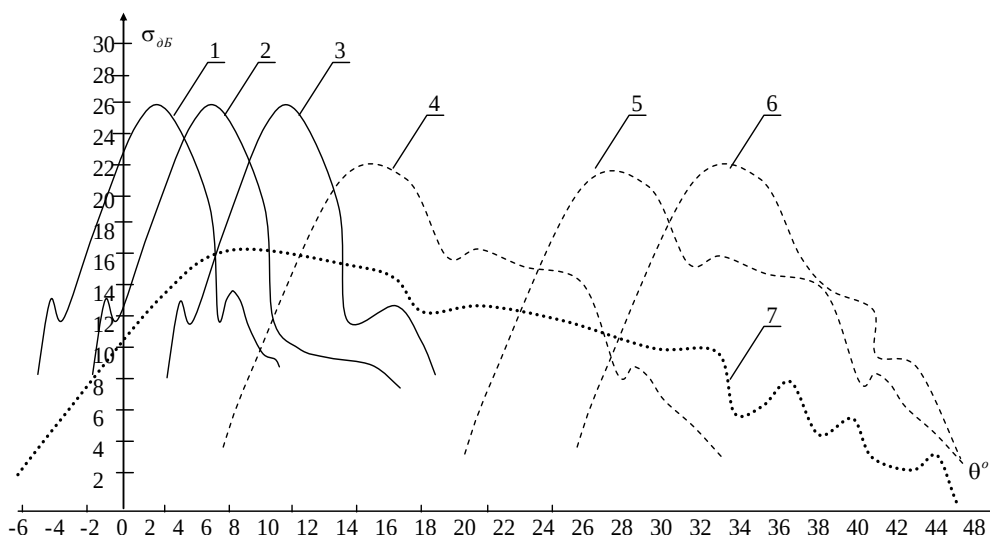


Рис. 1. 3 Діаграма приймальної (передавальної) антени у кутомісній площині на середній частоті робочого діапазону хвиль при горизонтальній поляризації сигналу при режимах роботи (положення 1-7).

У кутомісній площині – симетричну вузьку, спеціальну вузьку і широку:
ширина симетричної вузької діаграми спрямованості у кутовій площині складає $4 \pm 0,5^\circ$; $G = 400$ (режим вузький промінь I);

ширина спеціальної вузької діаграми спрямованості у кутовій площині по рівню 0,1 потужності складає $20 \pm 4^\circ$; $G = 200$ (секторний режим);

ширина широкої діаграми спрямованості у кутовій площині по рівню 0,1 потужності складає $48 \pm 3^\circ$ $G = 63$ (режим вузький промінь II).

Дзеркальний відбивач закріплено на поперечній вісі. Нижня частина його параболічного профілю маже викривлятися за допомогою лекала, що пересуваються двигуном. При цьому діаграма змінює своє положення так, що максимум випромінювання антени по черговою направляєється під кутом місця $2, 6, 10^\circ$, (режим вузький промінь I) $15, 27, 35^\circ$, (режим вузький промінь II). Дзеркало профілю розсіювання встановлено на 180° відносно дзеркала змінного профілю і приводиться у робоче положення поворотанням дзеркала навкруги поперечної вісі.

В азимутальній площині (рис.1.4) приймаючої антена має симетричну діаграму шириною 12° по рівню 0,5

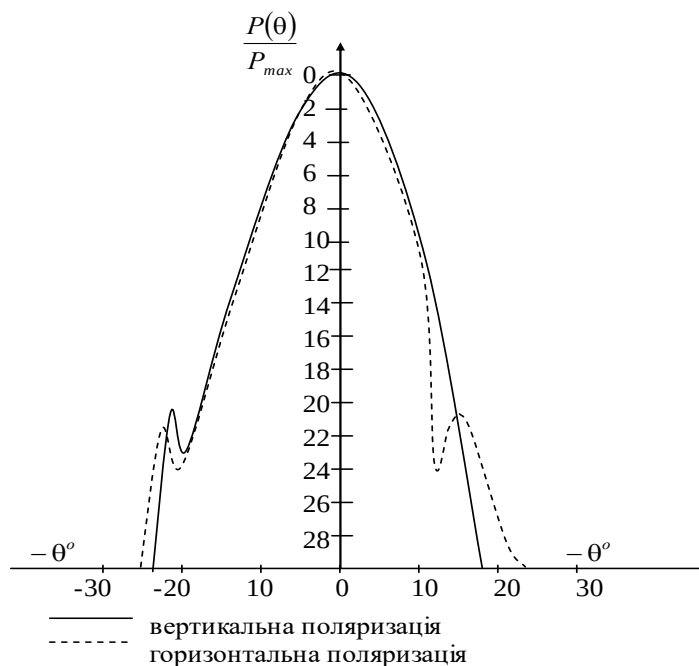


Рис.1.4 Діаграма спрямованості приймальної (передавальної) антени.

Опромінювач антени являє собою рупор з корегуючими клинними і дозволяє приймати сигнали будь якої поляризації [45].

За допомогою хвильоводів і обертового з'єднувача високочастотні коливання сигналів РЛС підводяться до направлено відгалужувача ОН-10-10. З послабленням 10 дБ ці коливання подаються на вхід приймача головного проміню, а без затухання – на вхідний підсилювач (блок 10) [3].

З урахуванням того, що на обраній для досліджень станції перешкод (рис. 1.3) антенні системи у кількості 16 штук мають рупорні опромінювачі, з них 4 пірамідальної форми, тому доцільно на прикладі такої станції удосконалити методику визначення електромагнітного поля перевипроміненого рупорним опромінювачем, що відповідає параметрам її опромінювачів.

1.3 Постановка задачі дослідження з урахуванням тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції перешкод

За досвідом сучасних локальних війн, після проведення інформаційної та спеціальної операцій активна фаза бойових дій починається з дій авіації щодо опанування переваги у повітрі, що досягається шляхом: руйнування та

придушення системи управління військами; ураження та знищення системи протиповітряної оборони (ППО) та її об'єктів; ураження системи РЕР та РЕБ, у тому числі її станцій та ін [2-7,9,14]. Таким чином станції РЕБ та станції РЕР є об'єктами першого удару.

У якості цілі для літака є виявлення радіолокаційного портрету станції та стрільби по ній ракетами “повітря-поверхня”. Енергетичним параметром такого виявлення є ЕПР станції перешкод (СП). Дальність виявлення цілі $D_{виявл}$ бортовою радіолокаційною станцією визначається за формулою [7,9]:

$$D_{виявл} = 4 \sqrt{\frac{P_{пер.ЛБРЛС} G_A^2 \lambda^2 \sigma_{СП}}{(4\pi)^3 P_{пр.мин ЛБРЛС}}}, \quad (1.1)$$

де $P_{пер.ЛБРЛС}$ – потужність передавача літакової БРЛС;

G_A – коефіцієнт посилення антени;

λ – довжина хвилі;

... $\sigma_{СП}$ – ЕПР станції перешкод;

$P_{пр.минЛБРЛС}$ – чутливість приймача.

У виразі (1.13) усі складові, за винятком $\sigma_{СП}$, є характеристиками БРЛС.

Припущення:

1. БРЛС – за час дослідження $T_{дослід}$ здійснює у повітрі прямолінійний рівномірний рух зі швидкістю $V_{ЛБРЛС} = const$.

2. Усі характеристики ЛБРЛС за час $T_{дослід}$ залишаються незмінними. Тому вираз (1.13) можна записати у вигляді

$$D_{виявл.ЛБРЛС-СП} = 4 \sqrt{\chi \cdot \sigma_{СП}}, \quad (1.2)$$

де $D_{виявл.ЛБРЛС-СП}$ – дальність виявлення літаком з БРЛС, що має характеристики χ станції СП з ЕПР – $\sigma_{СП}$.

$$\chi = \frac{P_{пер.БРЛС} G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{пр.минБРЛС}}, \quad (1.3)$$

При цьому за час $T_{дослід}$ характеристику χ приймаємо $\chi = const$.

3. Після виявлення БРЛС сигналу відбитого від СП, для її подальшого ураження необхідно виконати ряд операцій, на здійснення котрих потрібен час [4,5], а саме:

- виявлення об'єкту за відбитим сигналом ($t_{\text{вияв.}}$);
- розпізнавання об'єкта за видом, класом, підкласом та типом ($t_{\text{роз.}}$);
- ідентифікація об'єкту як СП, що потребує ураження ($t_{\text{ід.}}$);
- розрахунок вихідних даних для пуску ракет;
- здійснення ударного маневру ($t_{\text{уд.ман.}}$), інших заходів, що

передбачають запуск ракети з борту БРЛС тощо.

Для виконання всіх перерахованих дій потрібен певний час – час бойового циклу бортового комплексу ураження – $T_{\text{бц ЛБРЛС}}$.

Даний цикл, що наведено у довіднику з протиповітряної оборони [4,5] доповнено та зображено на рис. 1.5.

$$T_{\text{бц ЛБРЛС}} = t_{\text{вияв.}} + t_{\text{роз.}} + t_{\text{ід.}} + t_{\text{уд.ман.}} + \dots + t_{\text{ін.}}$$

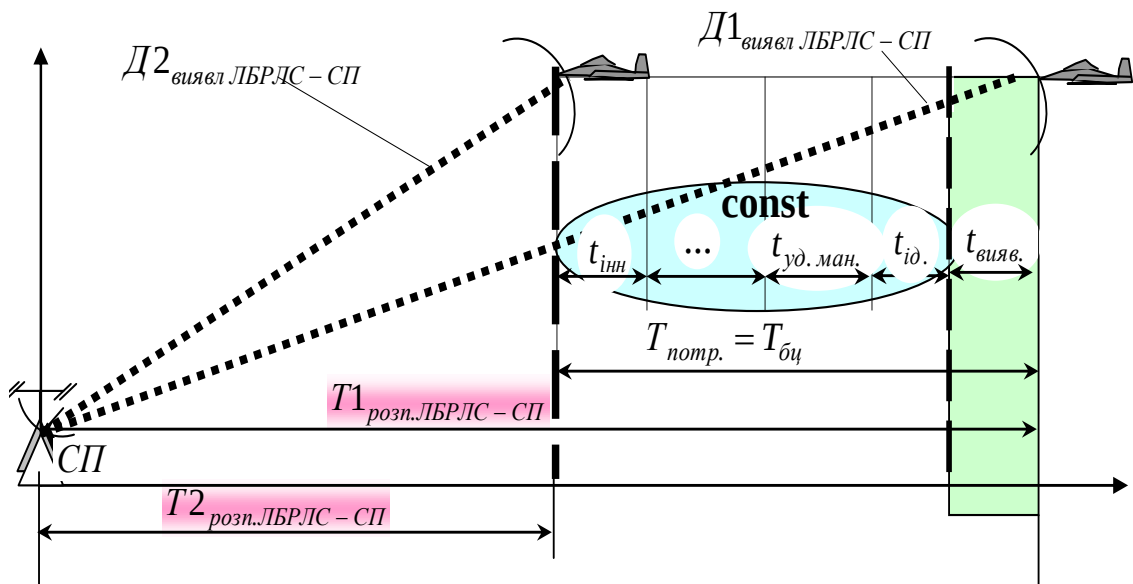


Рис. 1.5. До визначення часу, що є у розпорядженні повітряного противника для виконання ним бойового завдання

Після пуску ракети з ЛБРЛС пройде певний час польоту ракети до СП – $T_{\text{пол.р.}}$. За певних припущень можна визначити що:

$$T_{\text{бц ЛБРЛС}} + T_{\text{пол.р.}} = T_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}}, \quad (1.4)$$

де $T_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}}$ – час потрібний ЛБРЛС для знищення СП після виявлення відбитого від неї сигналу.

За прийнятими обмеженнями та припущеннями при найгірших умовах (час польоту не враховується) $T_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}} = \text{const} = T_{\text{бц ЛБРЛС}}$.

При $V_{\text{ЛБРЛС}} = \text{const}$, можна знайти

$$D_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}} = V_{\text{ЛБРЛС}} \cdot T_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}}, \quad (1.5)$$

де $D_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}} = \text{const}$ – відстань, що повинна бути від ЛБРЛС до СПН.

4. За прийнятими const характеристиками ЛБРЛС та відомим значенням ЕПР станції перешкод СП визначаємо $D_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СПН}}$.

За прийнятими обмеженнями можна знайти час польоту ЛБРЛС до границі виконання завдань по СП

$$T = \frac{D_{\text{виявл ЛБРЛС} - \text{СП}}}{V_{\text{ЛБРЛС}}} = T_{\text{розп. ЛБРЛС} - \text{СП}}, \quad (1.6)$$

де T визначимо, як $T_{\text{розп. ЛБРЛС} - \text{СП}}$ – час, який має у розпорядженні ЛБРЛС для виконання завдання знешкодження СП.

$$T_{\text{розп. ЛБРЛС} - \text{СП}} = \frac{\sqrt[4]{\chi \cdot \sigma_{\text{СП}}}}{V_{\text{ЛБРЛС}}} \quad (1.7)$$

5. Основною вимогою боротьби є умова, що час, потрібний на виконання завдання, не повинен перевищувати час, що є у розпорядженні для цього. Для випадку ураження СП така залежність має вигляд:

$$T_{\text{потр. ЛБРЛС} - \text{СП}} \leq T_{\text{розп. ЛБРЛС} - \text{СП}} \quad (1.8)$$

За змістом збройної боротьби кожен її учасник прагне для збільшення часу, що у розпорядженні $[4,5] \cdot T_{\text{розп. ЛБРЛС} - \text{СП}}$, тому що:

а) чим більше часу у наявності, тим точніше може бути виконано ураження однієї станції перешкод СП;

б) за досвідом воєнних конфліктів [2,5] один ЛБЛРС призначається для ураження n -ї кількості об'єктів або станцій перешкод, тому чим більше $T_{розп.ЛБЛРС-СП}$ тим більшу кількість (n) він може уразити.

Наприклад, при $T_{потр.ЛБЛРС-СП} = T_{бц.} = const$ –

$$N_{уражен-СП} = \frac{T_{розп.ЛБЛРС-СП}}{T_{потр.ЛБЛРС-СП}}, \quad (1.9)$$

де $N_{уражен-СП}$ – потенціальна кількість уражених СП.

5. Сторона, що обороняється – станція СП, прагне до зменшення часу, що є у розпорядженні противника для її ураження, шляхом зменшення $D_{виявл.ЛБЛРС-СП}$. Це надає можливість:

а) у ідеальному випадку $T_{розп.ЛБЛРС-СПН}$ зменшити до невиконання умови (1.7) – перебільшення даного часу над часом бойового циклу;

б) зменшити $N_{уражен-СП}$, вираз (1.9);

в) у випадку активних дій винищувальної авіації та зенітно-ракетних військ, ЛБЛРС може увійти у зону їх дій та бути знешкоджений до рубежу $D_{виявл.ЛБЛРС-СП}$.

Зменшення $D_{виявл.ЛБЛРС-СП}$ з боку сторони, що обороняється можна (вираз (1.13)) за рахунок зменшення її ЕПР. Саме із виразу (1.8) визначимо:

$\sigma_{1СП}$ – ЕПР станції СП зі штатною антенною системою, що потребує удосконалення;

$\sigma_{2СП}$ – ЕПР станції СП із новою покращеною конструкцією антени, що має значно менше ЕПР.

Після удосконалення конструкції $\sigma_{2СП} < \sigma_{1СП}$, отже із (1.8):

$$D_{2виявл.ЛБЛРС-СП} < D_{1виявл.ЛБЛРС-СП},$$

а враховуючи вираз (1.18) та рис. 1.1. – час що є у розпорядженні ЛБЛРС для знищення СП $T_{2розп.ЛБЛРС-СП} < T_{1розп.ЛБЛРС-СП}$.

Таким чином: зменшенням ЕПР – $\sigma_{СП}$ досягнемо:

- 1) зменшення часу щодо виявлення станцій РЕБ для подальшого знищення;
- 2) зменшення кількості СП та інших об'єктів ППО, які можуть бути виявлено ЛБЛРС;
- 3) зменшення рубежу виконання ЛБЛРС його бойового завдання, що є потенційною умовою ймовірності його попадання в зону дій системи ППО, та послідуєчого ураження.

Основною перевагою у «боротьбі» СП з ЛБЛРС, а саме боротьби за зменшення ефективності бойового застосування ЛБЛРС може бути не тільки зменшення $T_{розп.ЛБЛРС-СП}$, але й збільшення $T_{потр.ЛБЛРС-СП}$, за рахунок збільшення часу на виконання завдань упізнавання, класифікації та ідентифікації СП, як цілі з новим радіолокаційним «портретом» (зміненою ЕПР).

В такому випадку виконання умови (1.8) для ЛБЛРС стає ще більш проблематичним.

Виграш можна розрахувати за наступним співвідношенням:

$$\frac{D_1}{D_2} = 4 \sqrt{\frac{\sigma_1}{\sigma_2}}. \quad (1.10)$$

Дана залежність дозволяє визначити ефективність запропонованих технічних рішень, що полягає у зменшенні енергетичної дальності виявлення антенної системи станції РЕБ.

Що стосується ймовірності виявлення, що пропорційна ЕПР, то вона є величиною статистичною і залежить від багатьох факторів, у тому числі від погодних умов, курсу літака по відношенню до радіолокаційної станції та ін. Такі дослідження не входять у наукове завдання даної роботи, проте їх необхідно врахувати у подальших розробках.

ВИСНОВКИ ЗА ПЕРШИМ РОЗДІЛОМ

1. Проведено аналіз методів і способів зниження параметрів електромагнітного поля, перевипроміненого антенними системами засобів радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби .

2. Тактична постановка задачі дозволить визначити ефективність запропонованих нових технічних рішень, щодо конструкції рупорного опромінювача антенних систем станцій РЕБ. Ефективність впроваджень полягає у збільшенні енергетичної дальності виявлення цілі, що приведе до зменшення її радіолокаційної помітності.

2. ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ І СПОСОБІВ ЗНИЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ, РОЗСІЯНОГО АНТЕННИМИ СИСТЕМАМИ ЗАСОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ ТА ПІДХОДІВ ЇХ ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ

2.1 Аналіз методів і способів зниження параметрів електромагнітного поля.

Найбільш повно напрямки і перспективи створення малопомітних антенних систем сформульовано в [6-19]. Вони припускають ряд заходів технічного характеру щодо зменшення ЕПР антен і об'єктів ОВТ, у тому числі засобів РЕР і РЕБ і включають:

скорочення загальної кількості антен, що знаходяться у складі об'єкта ОВТ шляхом їх уніфікації і сумісного використання для пристроїв, що працюють у близьких ділянках діапазону частот, а також шляхом широкого застосування універсальних конформних фазованих антенних решіток (ФАР);

розробку способів і засобів зменшення ЕПР антен і ФАР методами зміни конструкції антен і навколоантенних елементів об'єктів ОВТ, нанесення поглинаючих покриттів, покращення узгодження в антенних трактах [16-19].

Практична реалізація заходів із застосуванням радіопоглинаючих матеріалів і покриттів для зниження радіолокаційної помітності антен у багатьох випадках утруднена, оскільки такі покриття, нанесені на антену, наряду з поглинанням електромагнітного випромінювання радіолокаційної станції (РЛС) порушують нормальне функціонування антени в робочому діапазоні хвиль. Тому перспективні способи і засоби зменшення ЕПР можна умовно поділити на три групи [16].

Перша група ґрунтується на екрануванні антен частотно-поляризаційно-селективними структурами з незмінними у часі параметрами або нанесенні цих структур на їх робочі ділянки, наприклад на дзеркало антени. Такі структури прозорі, або відбивають як метал на робочих частотах та поляризаціях антени і непрозорі, або сильно поглинають на всіх інших частотах та поляризаціях.

Вказані структури можуть бути виконані на базі плоско-шарових середовищ (ПШС) із незмінними параметрами, що складаються з прилеглих один до одного слоїв радіопрозорого діелектричного матеріалу [16, 17, 19].

Друга група штучно погіршує характеристики антен у неробочі проміжки часу шляхом змінювання властивостей проходження або відбиття ЕМХ за рахунок прикриття антен електронно-керованими у часі середовищами або дистанційно-керованими металевими екранами. У робочі проміжки часу антенні характеристики відновлюються [6, 17-19].

Третя група передбачає мініатюризацію антени при збереженні основних робочих характеристик. В результаті, за рахунок зменшення габаритних розмірів антен, потужність вторинного випромінювання суттєво падає [6, 19].

На основі огляду вітчизняних і зарубіжних матеріалів друкованих видань [17-30] проаналізуємо можливості практичної реалізації розглянутих способів зменшення ЕПР антен і ФАР.

Перший підхід – екранувати антену. Екран може закривати як всю антену, так і лише її опромінювач. В якості такого рішення задачі може бути розглянута робота [16]. У розкриті антени РЛС вводять захисний фільтр у вигляді дихроїчного дзеркала, основною функцією якого є відбиття падаючого на нього електромагнітного випромінювання в напрямку, що не співпадає з геометричною віссю антени РЛС, на кут 150^0 , що дає послаблення відбитого випромінювання не менше ніж на 20 Дб при різних частотах випромінювання РЛС ЕМХ, що падають на антену. Такий фільтр може вводитися в антену постійно, або тимчасово на період її опромінення. Такий підхід є найбільш універсальним. Він може бути застосований для будь яких антен, як рупорних, так і решіток вібраторних випромінювачів, лінзових антен та інших. При цьому форма екрану не обов'язково може бути плоскою. Однак, цей спосіб має суттєвий недолік, які полягають у тому, що екран є вузькосмуговим.

Другий підхід – встановлення перед антенною системою екрану, на поверхні якого розміщені так звані частотно-вибіркові структури – система періодичних отворів відповідної форми, налаштованих таким чим, що вони

вільно пропускають в обох напрямках електромагнітні хвилі у вузькій смузі власних частот локатора і повністю відбивають електромагнітні хвилі інших частот [17]. Якщо вводити у ці спеціальним чином організовані отвори (що по суті являють собою відкриті резонатори) керовані напівпровідникові системи, та можна за бажанням закрити екран, зробивши його непрозорим для усіх частот [17].

В залежності від конкретної конструкції антени можна використовувати як частотно-селективний екран, так і плазмовий. Він монтується, наприклад всередині обтікача кабіни пілота, таким же чином як і частотно-селективний, але його принцип дії – інший. За відсутністю сигналу керування екран вимкнтий і прозорий на усіх частотах. Коли надходить сигнал, на екран подається напруга, у ньому запалюється низькотемпературна стикаюча плазма, в результаті випромінювання частково відбивається від екрану, а частково поглинається в екрані. Екран є ефективним для електромагнітного випромінювання на усіх частотах, менших за плазмову [17].

Другий підхід є новітнім, інноваційним. За повідомленням академії наук [17], встановлення таких екранів на літаках, виконаних за технологіями “Стелс”, демонструють високу ефективність запропонованих рішень, що направлені на зниження радіолокаційної помітності антенного відсіку. Однак цей спосіб дуже дорогий і тому немає сенсу встановлювати такі екрани на звичайних станціях РЕР і РЕБ.

Іншим ефективним способом зменшення ЕПР резонансних антен є підключення до них узгоджених навантажень (конденсаторів, індуктивностей) [18-20, 26-31]. Можна синтезувати антени з цими навантаженнями таким чином, щоб потужність, відбита у зворотному напрямку була мінімальною [29, 32].

У загальному випадку забезпечення необхідних антенних характеристик на робочій частоті, синтез таких антен необхідно проводити за комплексним критерієм, що враховує задану ступінь збереження антенних характеристик. Цей спосіб зменшення радіолокаційної помітності антен реалізовано рядом

науково-дослідних інститутів і організацій на основі теоретичних розробок Г. Д. Михайлова і співавторів [18-21].

Іще один спосіб зменшення ЕПР антен і ФАР історично виник не з необхідності зменшення її радіолокаційної помітності, а з-за необхідності зменшення габаритних розмірів антенних систем [19]. Першим технічним рішенням за даним направленням було створення феромагнітних антен. Магнітні антени за заданої діючої частоти мають суттєво менше значення ЕПР у сантиметровому діапазоні довжин хвиль, ніж антени інших типів [19].

Перераховані способи зменшення ЕПР придатні або для вузькосмугових антен, або їх застосування є високовартісним і немає сенсу застосовувати їх на існуючих зразках ОВТ РЕБ та РЕР України, або є малоефективним, або призводить до погіршення основних тактико-технічних характеристик (ТТХ) ОВТ.

Отже, з урахуванням можливих технічних рішень виконання, у роботі пропонується розробка нової удосконаленої малогабаритної антени, яка на відміну від існуючих антен не мала б їх недоліків при забезпеченні вимог малопомітності. Вона повинна мати:

- зменшене перевипромінювання від розкриву антени;
- колову поляризацію для зменшити кількості антен на одному об'єкті;
- широку частотну смугу;
- зберігання основних параметрів антени, а отже і усього об'єкта в цілому, тобто це уникнення компромісу

У більшості антенних систем, встановлених на зразках ОВТ, у тому числі засобів РЕР та РЕБ, в якості опромінювача дзеркальних антенних систем використовується рупорний опромінювач.

З аналізу підходів до зменшення ЕПР на рупорних антенах зроблено **висновок**, що найбільш перспективними конструкціями рупорних опромінювачів зі зменшеним перевипромінюванням від розкриву антени, при незмінних робочих характеристиках, можуть бути двох варіантів [28].

Перший варіант полягає в тому, щоб відфільтрувати хвилі вищих типів, при цьому хвиля основного типу повинна проходити у хвилевід без

спотворення. Енергію парних гармонік можна відвести, наприклад, за допомогою резонансних, або нерезонансних щілин, прорізаних у широкій стінці рупора вздовж його осі. При цьому повинно бути забезпечено узгодження щілин із рупором. Щілини у цьому випадку можуть або випромінювати у вільний простір, або можуть бути навантажені смуговим або хвилеводним узгодженим навантаженням. Такі конструкції розглянуті в роботах [18-21]. Недоліком цього варіанту є малий діапазон, в якому можливе зменшення ЕПР. Цей діапазон буде визначатися смугою елементів, які відводять енергію вищих типів і їх узгодженням із поглинаючими навантаженнями [18-21].

Другий варіант конструкцій зі зменшеною ЕПР ґрунтується на відводі хвилі основного типу від рупора за допомогою направлено відгалужувача і поглинання хвиль вищих типів в узгодженому для цих типів хвиль навантаженні [29-32]. Такий варіант також передбачає збереження основних робочих характеристик антени. Конструкції таких відгалужувачів розроблено в роботах [29-32]. У цьому випадку смуга роботи антени буде визначатися смугою роботи направлено відгалужувача, а діапазон частот, в якому можливе зменшення ЕПР, лише розмірами розкриву рупора і поглинаючим навантаженням для хвиль вищих типів. Направлені відгалужувачі, вказані вище, мають широку смугу, що відповідає частотній смузі рупорного опромінювача [29-32].

Таким чином, із розглянутих нами шляхів зменшення ЕПР від рупорного опромінювача найбільш вірогідним для поставленого завдання – зменшення ЕПР при одночасній роботі антени в широкій смузі частот є останній, із розглянутих вище, коли енергія основної хвилі відводиться від рупора, а хвилі вищих типів, а також енергія основного типу частот, що не входять до діапазону антени, попадає на поглинач. Розв’язання даної задачі та приклади конструктивних рішень зменшення ЕПР рупорних опромінювачів наведено у [33-37].

Запропоновані рішення мають спільні елементи конструкції. Такими елементами є послідовно встановлений пірамідальний рупор та відрізок

квадратного хвильоводу з фазуючою секцією, по кутах якого прорізані дві довгі гантелеподібні щілини, навантажені коаксіальними лініями, а на короткозамкнутій стінці встановлена поглинаюча пластина. Дві довгі гантелеподібні щілини виконано неоднорідними і тому вони працюють у всій смузі відрізка квадратного хвильоводу, що значно збільшує широкосмуговість усієї антени. Конструкція рупорної антени колової поляризації суміщає у собі дві антени хвиль лівого і правого обертання. При одночасному живленні двох гантелеподібних щілин антена випромінює хвилю колової поляризації або лінійно поляризований сигнал [29-30].

Таким чином проведено аналіз підходів практичної реалізації способів зменшення ЕПР антен і ФАР. Як результат, висувуються вимоги, щодо нової конструкції антени і визначаються особливості її конструкції, що задовольняють вимогам малопомітності. Як наслідок, нова антена є пірамідальним рупором зі щілинним відведенням хвилі основного типу. Така конструкція має поглинач хвиль вищих типів, колову поляризацію та є широкополосною, що досягається формою і розмірами щілини.

З метою ефективного проектування дана конструкція потребує нового математичного апарату електродинамічного аналізу та синтезу. Запропонований рупорний опромінювач зможе працювати лише за умови узгодження параметрів фазуючої секції (діелектричної пластини) з розмірами і особливостями розташування щілини для умови повного перевипромінювання ЕМХ [29,38]. У зв'язку з цим далі буде розглянуто проблематику існуючих методів електродинамічного розрахунку близьких за конструкцією антен.

2.2 Проблематика існуючих методів розрахунку конструкції антени зі зменшеною ЕПР. Основні характеристики перевипроміненого поля

Розрахунок конструкцій зі зменшеною ЕПР відноситься до класу задач дифракції ЕМХ на тілах складної форми [39]. При падінні ЕМХ на такі об'єкти первинні хвилі можуть відбиватись, заломлюватись, частина енергії може поглинатись, отже змінюється структура первинної хвилі.

Задачі виявлення впливу різних об'єктів на структуру ЕМП є задачами дифракції [39].

Постановка дифракційних задач може бути досить різноманітною. Наприклад, вважатимемо, що розглядаються задачі дифракції монохроматичних ЕМХ на тілах, розміщених у безмежному однорідному ізотропному середовищі. Тіла можуть бути металевими (каркас рупора), діелектричними (фазуюча пластина всередині рупора), дифракція може відбуватись на отворах різної форми у нескінченних металевих екранах (прорізані гантелеподібні щілини), тощо. Вектори E_n , H_n падаючої хвилі вважають відомими (рис. 2.1) [39].

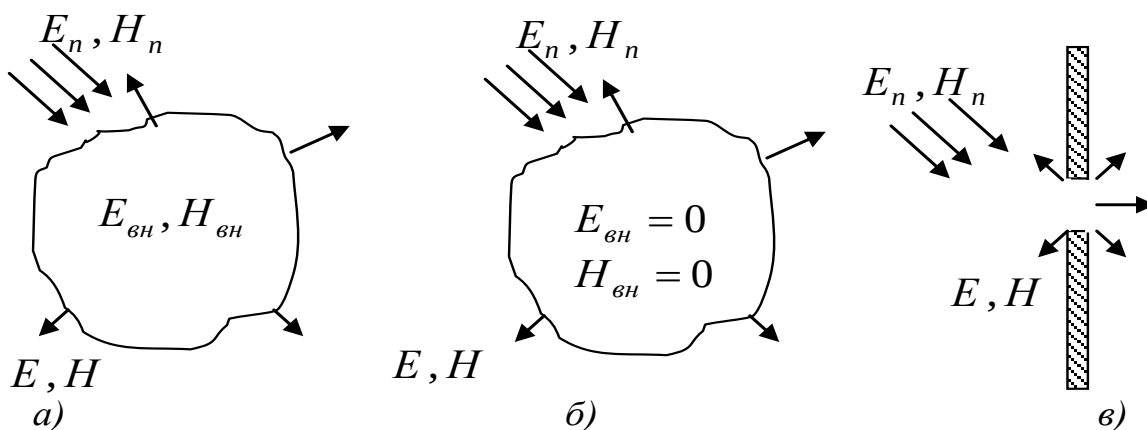


Рис. 2.1. До постановки задачі дифракції ЕМХ на діелектрику (а), металевій поверхні(б), отворі (в).

Всередині діелектричного тіла збуджується внутрішнє поле дифракції $E_{вн}$, $H_{вн}$. Це поле дорівнює нулю на ідеально провідних тілах. Поза об'єктами дифракції збуджується зовнішнє поле дифракції E_p , H_p (поле розсіювання). Повне поле E , H поза об'єктами знаходимо як суму векторів [39]:

$$E = E_n + E_p, \quad H = H_n + H_p. \quad (2.1)$$

Щоб задане поле задовольняло вимогам теореми єдності [39], воно має задовольняти граничним умовам на поверхні S об'єкта дифракції для рис. 2.1а

$$[E, e] = [E_p, e]; \quad [H, e] = [H_p, e]. \quad (2.2)$$

Для випадку рис. 1.1 б, тобто якщо об'єкт розсіювання ідеально провідний то

$$[E, e] = [E_p, e] = 0, \quad [H, e] = [H_p, e] = j_s, \quad (2.3)$$

де j_s – поверхнева густина струму на поверхні S .

Така постановка задач дифракції дозволяє проаналізувати та оцінити електромагнітні процеси, характерні для таких об'єктів, як перешкоди при поширенні ЕМХ, відбивачі, екрани, антени, радіолокаційні цілі тощо [39].

Для оцінки дифракційних процесів залежно від об'єктів дифракції, як правило, вводиться ряд інтегральних характеристик, наприклад: поперечний переріз розсіювання, поперечний переріз проходження або інші.

У довіднику з антенної техніки [22] та інших джерелах [26-33], зазначають, що розсіюючі властивості антен так само як і інших тіл, прийнято описувати ефективними поперечниками (площею або поверхнею) розсіювання (ЕПР):

1. Однопозиційним (моностатичним) інтегральним $\sigma_\Sigma(\theta, \varphi)$;
2. Двопозиційним (бистатичним) диференціальним $\sigma_\delta(\theta, \varphi, \theta', \varphi')$;
3. Коефіцієнтом направленої дії двопозиційної діаграми розсіювання

$$D^r(\theta, \varphi, \theta', \varphi') = \frac{4\pi P_r}{P_\Sigma} = \frac{\sigma_\delta}{\sigma_\Sigma}.$$

Поперечники розсіювання характеризують повні потужності, розсіяні тілом у всьому тілесному куті $4\pi P_\Sigma(\theta, \varphi)$ і на одиницю тілесного кута у напрямку $\theta', \varphi', P_r(\theta, \varphi, \theta', \varphi')$ при опромінюванні тіла плоскою хвилею, що падає у напрямку. Такі поперечники визначають формулами [19]:

$$\sigma_\Sigma(\theta, \varphi) = \frac{P_\Sigma(\theta, \varphi)}{|\operatorname{Re} \Pi(\theta, \varphi)|}, \quad \sigma_\delta(\theta, \varphi, \theta', \varphi') = \frac{4\pi P_r(\theta, \varphi, \theta', \varphi')}{|\operatorname{Re} \Pi(\theta, \varphi)|}, \quad (2.4)$$

де Π – вектор Пойтинга падаючої хвилі (для плоскої хвилі $\operatorname{Re} \Pi = |\Pi|$).

Величини σ_{Σ} та σ_{∂} , що мають розмірність площі, дорівнюють нормальним до вектора Π площадкам, через які падаючою хвилею переносяться потужності, до дорівнюють сумарній P_{Σ} та потужності, що розсіюється у даному напрямку – P_r відповідно. Величина σ_{Σ} є функцією напрямлення θ, φ приходу падаючої хвилі, а величина σ_{∂} крім того залежить і від напрямку θ', φ' спостереження, тобто є «двопозиційною» [19, 23].

Найбільший практичний інтерес представляють диференціальні поверхні σ_T – тіньового (по напрямленню первинної хвилі) і $\sigma_{звор}$ зворотного або радіолокаційного (назустріч первинній хвилі) розсіювання.

Поляризації перевипроміненого і первинного полів, як правило, різні. Зв'язок між ними описують за допомогою дев'ятикомпонентних (у загальному випадку) матриць розсіювання, різних для кожного напрямку розсіювання.

Для зворотного розсіювання такі матриці чотирьохкомпонентні (2-го роду) σ_{ik} ($i, k = 1, 2$) M , елементами якої є часткові диференційні поперечники розсіювання, що відповідають k -й компоненті електричного вектора розсіювання поля при опромінюванні i -ю компонентою падаючої хвилі [19, 23]. Величини σ_{ik} – також двопозиційні функції, тобто залежать як від θ, φ , так і від θ', φ' .

Переходячи до огляду розсіювання антенами падаючого на них поля, слід насамперед відмітити, що будь яка антена, незалежно від ступеню узгодження її з навантаженням, розсіює у простір значну частину падаючої на неї енергії. Легко довести, що якщо в антену систему надходить деяка потужність, то це може мати місце лише за наявності розсіювання. Іншими словами, якщо антена не розсіює, то вона нічого й не приймає [19, 39]. Тому має сенс лише трохи зменшити сумарну або інтегральну розсіюючу потужність.

2.3. Попереднє оцінювання характеристик розсіювання дзеркальних антен з рупорним опромінювачем

Для розрахунку розсіювання в інженерній практиці використовують найчастіше наближення Кіргофа, що засновано на ряді наближень [19, 22]. Як відомо інтегральний поперечник ідеально провідного тіла:

$$\sigma_{\Sigma} = 2s_{\perp}, \quad (2.5)$$

де $s_{\perp}$ – площа проекції тіла на площину перпендикулярну вектору Пойтінга («тіньовий поперечник»). Поперечник розсіювання чорного тіла –

$$\sigma_{\Sigma} = s_{\perp}. \quad (2.6)$$

Для випадку будь якого непрозорого тіла при будь яких імпедансних граничних умовах на його поверхні у наближенні Кіргофа будуть справедливі нерівності [19, 22]:

$$s_{\perp} \leq \sigma_{\Sigma} \leq 2s_{\perp}; \quad \sigma_{\Sigma} = 2s_{\perp} - \sigma_{\text{ногл}}; \quad \sigma_{\text{ногл}} = qA_{\text{геом}} = qs_{\perp}, \quad (2.7)$$

де $0 < q < 1$, а за наявності відбиття від навантаження з коефіцієнтом відбиття Γ (по полю) $\sigma_{\text{ногл}} = q(1 - |\Gamma|^2)s_{\perp}$. Перепишемо (2.7) у вигляді

$$\sigma_{\Sigma 2} = s_{\perp} + [1 - q(1 - |\Gamma|^2)]s_{\perp},$$

де перший доданок відповідає розсіюванню у «тіньову», а другий у зворотну півсферу.

Такий вираз є вірним для опромінювання з будь якого напрямку, тому коефіцієнт використання поверхні $q = q(\theta, \varphi)$ зазвичай [19] розглядають як узагальнену функцію, що враховує і діаграму спрямованості антени, на відміну від антен, що працюють в режимі передачі, коли коефіцієнт спрямованості q є константою, що залежить лише від поля в апертурі, що обумовлене збудженням її основною модою фідерного тракту.

Отже, з формули (1.7) витікає, за попереднього оцінювання інтегральної характеристики розсіювання, зменшення розсіювання можливе не більше ніж у

2 рази [19]. У зв'язку з цим суттєво більше значення має форма діаграми розсіювання. Змінюючи її тим чи іншим чином можна отримати нулі діаграми у потрібних напрямках і навіть різко зменшити розсіювання у цілих секторах.

Аналіз диференціальних характеристик діаграм розсіювання антен доцільно проводити при розгляді окремо різних причин розсіювання. Стосовно апертурних антен це відповідає розсіюванню, що зумовлено головним чином [19, 22]:

затіненням, що вноситься самою антеною;

«зворотному» розсіюванню (тобто розсіюванню у «зворотну» півсферу, а не точно у зворотному напрямку);

розкритом антени внаслідок неспівпадання розподілу у розкритті полів хвиль, що падають зовні (в режимі прийому) і всередині (в режимі передачі);

відбиття від приймача;

неузгодженням поляризацій первинного поля і поля антени;

розсіянні на гострих кромках антени і на зовнішніх елементах її конструкції.

У тій чи іншій мірі такі причини розсіювання мають місце у будь яких антенах. Розсіювання елементами конструкції рупорних антен у загальному випадку аналізувати складено. Воно проявляється в рупорній антені та у ряді випадків головним чином при опромінюванні антени збоку [19, 22].

Розглянемо розсіювання, що має місце при опроміненні антени в зоні головної пелюстки діаграми спрямованості.

Пояснення тіньового розсіювання, як компенсуючого первинну хвилю за антеною, як інтегральну характеристику – недостатньо. Джерелами такого розсіювання, очевидно, є електричні струми, що наводяться на зовнішній стороні металевої поверхні антени, а також еквівалентні електричні і магнітні струми у її розкритті.

Реальна рупорна антена крім розкриття, що може бути у відомій ступені аналогічним чорній пластині, має додаткові металоелементи, а саме бокові стінки, на котрих падаючою хвилею будуть наводитись струми, що створюють

нібито антену біжучої хвилі. Оскільки ці струми направлені протилежно струмам, що збуджені в режимі передачі на внутрішній поверхні стінок, то і напрям розсіювання буде зворотнім по відношенню до випромінювання у режимі передачі, вносячи таким чином, внесок у тіньове розсіювання. Струми, що відповідають за тіньове розсіювання, вочевидь, можуть створювати деякий рівень розсіювання і у півпросторі $z < 0$.

Поблизу гострих кромek металевої поверхні антени крім струмів, що враховуються у наближенні Кіргофа та паралельні кромці наводяться так звані нерівномірні струми. Викликане ними поле розсіювання має вигляд циліндричних хвиль, що розходяться [19].

Додаткове зворотне розсіювання, згідно [19, 22] відповідає частині інтегрального ЕПР, що дорівнює $(1-q)s_{\perp}$. Таким чином при короткозамкненій антені коефіцієнт, що характеризує узгодження апертури та приймача з антеною $q \rightarrow -1$, а $\sigma_{\Sigma} \approx 2s_{\perp}$. Якщо розкрив поглинає всю потужність, що на нього падає (чорна поверхня), то $q \rightarrow 1$, а $\sigma_{\Sigma} \approx s_{\perp}$.

У конструкціях реальних апертурних антен неможливо забезпечити $q=1$. Так в дзеркальних і лінзових антенах q може знизитись до 0,3, у хвильовода і рупорних антенах може складати від 0,5 до 0,8 [19, 22]. Таким чином зворотне розсіювання буде мати місце у будь якої антени. До того ж вказані значення q реалізуються лише для направлення головного максимуму її діаграми спрямованості. Для інших напрямлень величина q буде іще нижче (у порівнянні із рівномірним синфазним розкривом).

Відомо, що для рупорних антен можна визначити форму діаграми частини зворотного розсіювання [19], що зумовлено неспівпаданням у розкриві антени розподілень – первинного поля (у режимі приймання) і поля в антені поблизу розкриву (що найчастіше співпадає з розподіленням, збудженим в режимі передавання основної хвилі одномодового фідера). При цьому розподілення первинного поля у розкриві розкладається по системі особистих парціальних хвиль рупора. Основна з цих хвиль використовується у

фідерному тракці (хвилеводі), їй відповідає поглинаюча потужність $\sigma = qs_{\perp}$ (якщо хвилевод узгоджений з трактом) на долю інших хвиль припадає потужність, що приблизно дорівнює (оскільки є й інші джерела зворотного розсіювання) $(1-q)s_{\perp}$. Кожна з них відбивається всередині рупора і перевипромінюється, як і при збудженні рупора відповідною гармонікою. Їх діаграми розсіювання будуть багатопелюстковими. У випадку зміни ракурсу опромінювання рупора амплітуди їх гармонік і, відповідно, розсіяна ними потужність змінюється (але парціальні діаграми є незмінними). Таке розсіяння прийнято називати модовим [19, 22].

У випадку дзеркальних антен з рупорним опромінювачем аналогічні міркування можуть бути також застосовані для оцінки розсіяння від опромінювача. Крім того необхідно розглядати і розсіяння від поверхні дзеркала за рахунок наведених на ньому струмів. Частина поля, що випромінюється такими струмами збирається у фокальній плямі і у відсутності опромінювача розсіюється у вигляді досить широкого пучка. Інша частина розповсюджується безпосередньо. При цьому кривизна поверхні дзеркала спровокує у перевипроміненому полі і кросполяризаційну компоненту [19].

Якщо рупорна антена опромінюється у секторі головної пелюстки її діаграми спрямованості, а приймальний тракт повністю неузгоджений із антеною, то потужність, що проходить у тракт, буде повністю відбиватись. Частина інтегральної ЕПР, що зумовлена таким розсіюванням, буде дорівнювати $\sigma_{\Sigma}^1 = qs_{\perp}$, а відповідний йому диференціальний ЕПР σ_{θ}^1 у секторі діаграми направленості на передачу, згідно формули (3) буде дорівнювати [19]:

$$\sigma_{\theta}^1(\theta, \varphi, \theta', \varphi') = q(\theta, \varphi)s_{\perp}D(\theta', \varphi') = s_{ef}(\theta, \varphi)D(\theta', \varphi'), \quad (2.8)$$

де $q(\theta, \varphi)$ відповідає опроміненню у напрямку θ, φ ;

$D(\theta', \varphi')$ – коефіцієнт направленої дії (КНД) антени в режимі передачі у напрямку спостереження θ', φ' ;

s_{ef} – ефективна площа антени, $s_{ef} = qs_{\perp}$.

За часткової неузгодженості антен з навантаженням у формулу (2.8) необхідно ввести еквівалентний коефіцієнт відбиття основної гармоніки по потужності $|\Gamma|^2 \leq 1$ [19]:

$$\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi, \theta', \varphi') = s_{\partial\varphi}(\theta, \varphi) D(\theta', \varphi') |\Gamma|^2, \quad (2.9)$$

де Γ – коефіцієнт відбиття основної гармоніки по потужності.

Величину σ_{∂}^1 легко можна знайти по параметрам антени у режимі приймання і передачі і, хоча вона й не дорівнює істинному диференційному ЕПР [19,30,33]:

$$\sigma_{\partial}(\theta, \varphi, \theta', \varphi') = \sigma_{\Sigma}(\theta, \varphi) D^r(\theta, \varphi, \theta', \varphi'), \quad (2.10)$$

її часто використовують для наближених розрахункових оцінок σ_{∂} . Це допустиме лише коли $|\Gamma|^2 \approx 1$, і у вузькому секторі кутів поблизу максимуму діаграми спрямованості антени на передачу. За $|\Gamma|^2 \ll 1$ така оцінка взагалі буде невірною.

На практиці часто обмежуються дослідженнями однопозиційної диференційної ЕПР [19] (поперечником зворотного розсіювання) $\sigma_{\partial}(\theta, \varphi)$, коли напрям спостереження протилежний напрямленню опромінення. При цьому формули (1.19) та (1.20) приймають вигляд [29,30,39]:

$$\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi) = s_{\partial\varphi}(\theta, \varphi) D(\theta, \varphi) |\Gamma|^2, \quad (2.11)$$

$$\sigma_{\partial}(\theta, \varphi) = \sigma_{\Sigma}(\theta, \varphi) D^r(\theta, \varphi). \quad (2.12)$$

Як відомо із практики [19, 23] графіки $\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi)$ та $\sigma_{\partial}(\theta, \varphi)$ суттєво відрізняються особливо за $|\Gamma|^2 \ll 1$. Дійсно, крива $\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi)$ незалежно від величини $|\Gamma|^2$ має куполоподібну форму з максимумом за $\theta = \theta_{\max}$, $\varphi = \varphi_{\max}$, повторюючи залежність від цих кутів $s_{\partial\varphi} D$ (величина $|\Gamma|^2$ від θ, φ не залежить), а крива $\sigma_{\partial}(\theta, \varphi)$ за $|\Gamma|^2 \ll 1$ навпаки у даному напрямку буде мати мінімум (що дорівнює приблизно $\sigma_{\partial}^1(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$). За відхилення від цього

напрямку $\sigma(\theta, \varphi)$ досить різко збільшиться у відповідності зі збільшенням модового розсіювання. Це підкреслює обмеженість застосування формул (1.8), (1.9), (1.11). Оскільки $s_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D$, формулу (1.11) можна представити у еквівалентному вигляді [19]:

$$\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} |\Gamma|^2 [D(\theta, \varphi)]^2, \quad (2.13)$$

звідки видно, що головна пелюстка $\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi)$ (а також $\sigma_{\partial}(\theta, \varphi)$ за $|\Gamma|^2 \approx 1$) антени відповідає квадрату її діаграми спрямованості у режимі передачі. Такі висновки підтверджено даними вимірювань [30]. У короткозамкненого пірамідального рупора $\sigma_{\partial}(\theta_{max} \varphi_{max})$ суттєво менше $\sigma_{\partial}(\theta_{max} \varphi_{max})$, рівновеликої розкриву рупора металевої пластини на 6–10 дБ. Це пояснюється тим, що пластина збуджується синфазно, тоді як компоненти зворотного розсіювання рупора розфазовані. Якщо рупор узгоджено з навантаженням (за основною гармонікою), то $\sigma_{\partial}(\theta_{max} \varphi_{max})$ або $\sigma_{\partial}^1(\theta, \varphi)$ знизиться іще на 10...20 дБ. Підбором амплітуди і фази коефіцієнта відбиття у фідерному тракті, можна компенсувати у цьому напрямку тіньове і модове розсіювання і знизити σ_{∂} ще на 10...20 дБ [34,38].

2.4 Постановка завдання дослідження ЕПР рупорного опромінювача антени станції РЕБ

За попередньої оцінки інтегральної σ_{Σ} та диференціальних $\sigma_{\partial}(\theta, \varphi)$ та $\sigma'_{\partial}(\theta, \varphi)$ характеристик розсіювання дзеркальних антен з рупорним опромінювачем з'ясовано необхідність дослідження специфіки та закономірностей дифракції електромагнітного поля від пірамідального рупора для проектування малогабаритного рупорного опромінювача колової поляризації зі щілинним відведенням основної моди.

З'ясовано, що для наземних станцій РЕБ та БЕБ доцільно застосувати підхід мініатюризації рупорних опромінювачів їх антенних систем при

збереженні робочих характеристик за рахунок зменшення габаритних розмірів, покращення узгодження в антенних трактах та зменшення перевипронювання від апертури антени.

За попереднього оцінювання диференціальної характеристики розсіювання $\sigma_\delta(\theta, \varphi)$ дзеркальних антен з рупорним опромінювачем причини розсіювання зумовлені: затіненням, що вносить сама антена; зворотнім розсіюванням полів апертурою антени; відбиттям від приймача; неузгодженням поляризації первинного поля і поля антени; розсіянням на гострих кромках рупора і на зовнішніх елементах конструкції. Такі причини повинні бути враховані.

Дослідження обмежені тактико-технічними характеристиками і бойовими можливостями станції РЕБ [3] та однопозиційною ЕПР.

Обмеження:

$$G_A = 200 = \text{const}; \lambda \in [0,02], \text{ м}; n = 4, s_{\text{ef}}(\theta, \varphi) \rightarrow \min; F_{\text{БП}} \leq F_{\text{БП}_0},$$

$$\sigma \text{ бази станції РЕБ – причеп 2ПН-4М та Урал-375Д} = \text{const}, \quad (2.14)$$

σ – однопозиційна.

де G_A – коефіцієнт підсилення антени;

n – кількість пірамідальних рупорних опромінювачів з однаковими параметрами, шт;

$F_{\text{БП}}$ – рівень бічних пелюсток; $F_{\text{БП}_0}$ – оптимальний рівень бічних пелюсток.

$$\text{Забезпечити } \sigma_\Sigma(\theta, \varphi), \text{ м}^2 \rightarrow \min; \sigma_\delta^1(\theta, \varphi), \text{ м}^2 \rightarrow \min; \sigma_\delta(\theta, \varphi), \text{ м}^2 \rightarrow \min$$

За таких обмежень та розглянутих вище вимог для вирішення задачі зменшення ЕПР доцільно скористатись варіантом, який полягає у розробці нового опромінювача у вигляді малогабаритного пірамідального рупора колової поляризації зі щільним відведенням основної моди, поглинанням хвиль вищих гармонік узгодженим навантаженням та діелектричною пластиною в якості фазообертвача.

ВИСНОВКИ ЗА ДРУГИМ РОЗДІЛОМ

1. Розглянуто напрями і перспективи створення малопомітних антен та проведено попереднє оцінювання характеристик розсіювання дзеркальних антен з рупорним опромінювачем.

2. Виявлено потребу у розробці нової антени у вигляді малогабаритного пірамідального рупора колової поляризації зі щілинним відведенням основної моди, поглинанням хвиль вищих гармонік, узгодженням навантаження та діелектричною пластиною у якості фазообертувача.

3. Для проектування нового опромінювача необхідно дослідити специфіку та закономірність дифракції електромагнітного поля від пірамідального рупора.

4. Таким чином у наступному розділі необхідно провести визначення електромагнітного поля, перевипроміненого пірамідальним рупорним опромінювачем, що відповідає параметрам рупорного опромінювача станції РЕБ, з метою врахування причин і закономірностей вторинного випромінювання.

РОЗДІЛ 3

МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ, РОЗСІЯНОГО ВІД РУПОРНИХ ОПРОМІНЮВАЧІВ ПІРАМІДАЛЬНОЇ ФОРМИ ПРИ ДОВІЛЬНОМУ ПАДІННІ НА НИХ ПЛОСКОЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ

У більшості станцій перешкод підрозділів РЕБ у якості опромінювача антенної системи виступають рупорні опромінювачі пірамідальної форми, що потребують зниження розсіяного ними ЕМП. Однак, теорія розподілення хвиль у пірамідальному рупорі і власні функції рупора в літературі відсутні. Таке становище пояснюється тим, що обмежуючі поверхні пірамідального рупора не є координатними поверхнями відомих ортогональних систем координат.

Для визначення розсіяного поля рупора необхідно знати власні функції рупора і коефіцієнти відбиття від внутрішніх неоднорідностей. Однак не для всіх рупорів такі функції отримано. Наприклад для пірамідальних рупорів такі функції не отримано [35].

У роботі [40] розглянута модель пірамідального рупора, що має змінену форму двох протилежних стінок. Представлено останній у вигляді сектора біконічного рупора, обмеженого двома додатковими стінками. Для такого зміненого рупора отримані власні функції. Однак при розрахунку перевипромінювання хвиль пірамідальним рупором застосування цієї теорії викликає труднощі:

1. Розкриття рупора має плоску форму і не співпадає зі сферичними поверхнями власних хвиль рупора;
2. Практично неможливо визначити коефіцієнт відбиття хвиль, збуджених у розкритті від перерізів, які для цих хвиль будуть позамежними [40].

Тому значно простішим є представлення пірамідального рупора у вигляді відрізка прямокутної форми з перерізом, який повільно змінюється вздовж поздовжньої осі. У такому випадку власні функції, що

використовуються у лемі Лоренца, будуть власними функціями хвилеводу з розмірами розкриву рупорного опромінювача.

Таке представлення рупора має свої переваги:

1. Розроблена теорія хвилеводів з перерізом, який повільно змінюється вздовж поздовжньої осі, що дозволяє визначати коефіцієнти відбиття від позамежних перерізів і місць з'єднання рупора з хвилеводом, а також розглядати рупори з різними радіусами розкриву [39].

2. Отримані вирази мають простий вигляд і фізично добре зрозумілі.

Недоліком такого представлення є необхідність врахування паразитних хвиль, що виникають через нерегулярність хвилеводу вздовж поздовжньої осі і обмеженість застосування теорії малими кутами розкриву.

Далі буде розглянуто дифракцію плоскої ЕМХ на рупорному опромінювачі з прямокутним розкритвом. Рішення цієї задачі дозволить знайти і пояснити основні закономірності такого явища.

Постановка задачі. Нехай на розкриттє рупорного опромінювача під довільним кутом падає плоска ЕМХ. Необхідно знайти розсіяне антеною поле із врахуванням розсіяння на її кромках. Поставлену задачу будемо вирішувати в такій послідовності, що і в роботі [35]. Випадок довільного падіння плоскої хвилі можна розглядати як суперпозицію двох окремих випадків [35]:

1. Хвиля поляризована нормально до площини падіння, тобто площина поляризації хвилі і площина падіння взаємно перпендикулярні (рис 3.1.);

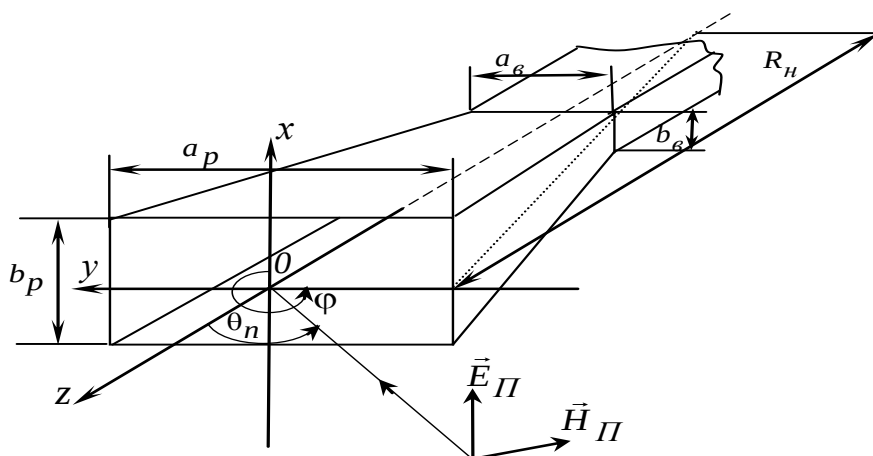


Рис. 3.1. Падіння плоскої хвилі на розкриттє РА при нормальній поляризації хвилі до площини падіння.

2. Хвиля поляризована у площині падіння (площина падіння і площина поляризації співпадають (рис.3.2)).

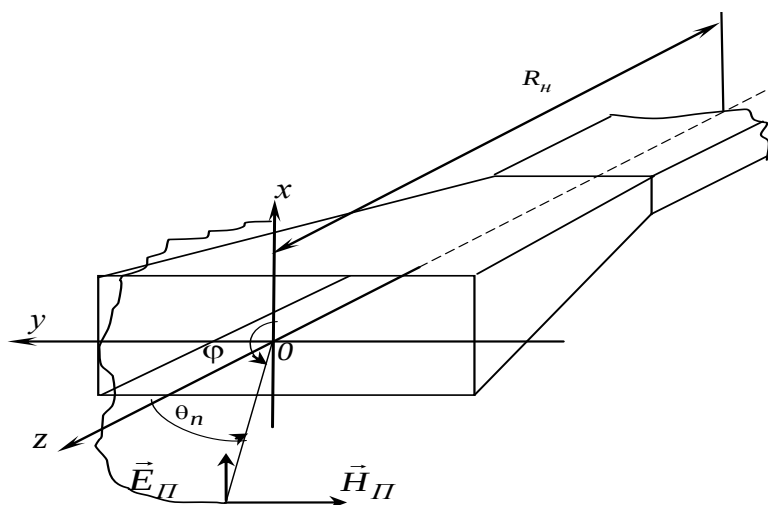


Рис. 3.2 Падіння плоскої хвилі на розкрив РА для випадку коли площина поляризації хвилі і площини падіння співпадають.

Розглянемо рішення поставленої задачі для вказаних випадків поляризації плоскої хвилі.

3.1. Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриві рупорного опромінювача для випадку падіння плоскої хвилі при нормальній поляризації хвилі до площини падіння та для випадку їх співпадання

Нехай на розкрив рупора падає плоска хвиля, яка для випадку нормальної поляризації до площини падіння, згідно рис. 3.1, має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}_\Pi^\perp &= \vec{e}_x E_0 \exp \{ik(z \cos \theta_\Pi - y \sin \theta_\Pi)\} \\ \vec{H}_\Pi^\perp &= -(\vec{e}_y \cos \theta_\Pi + \vec{e}_z \sin \theta_\Pi) \frac{E_0}{z_0} \exp \{ik(z \cos \theta_\Pi - y \sin \theta_\Pi)\} \end{aligned} \right\}. \quad (3.1)$$

Для випадку коли площина поляризації хвилі, що падає і площина падіння співпадають можна записати (рис. 3.2).

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}^{\parallel}_{\Pi} &= (\vec{e}_x \cos \theta_{\Pi} - \vec{e}_z \sin \theta_{\Pi}) E_0 \exp\{ik(z \cos \theta_{\Pi} - x \sin \theta_{\Pi})\} \\ \vec{H}^{\parallel}_{\Pi} &= -\vec{e}_y \frac{E_0}{Z_0} \exp\{ik(z \cos \theta_{\Pi} - x \sin \theta_{\Pi})\} \end{aligned} \right\}, \quad (3.2)$$

де $\vec{E}^{\perp}_{\Pi}, \vec{H}^{\perp}_{\Pi}$ – вектори падіння ЕМХ за нормальної поляризації хвилі до площини падіння;

$\vec{E}^{\parallel}_{\Pi}, \vec{H}^{\parallel}_{\Pi}$ – вектори падіння ЕМХ при співпаданні поляризацій;

E_0 – амплітуда електричної складової ЕМХ;

θ_{Π} – кут падіння плоскої хвилі, відрахований від осі z ;

$\vec{e}_y, \vec{e}_x, \vec{e}_z$ – одиничні вектори,

$Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ – хвильовий імпеданс вільного простору;

k – хвильове число;

залежність від часу прийнята $e(-i\omega t)$.

Для подальших досліджень доцільно використати відоме застосування леми Лоренца [18,41]. На початку, скористаємось методикою визначення перевипроміненого поля від рупорного опромінювача будь якої форми при падінні ЕМХ від довільно заданих джерел [18, 39, 41].

В режимі прийому повне електромагнітне поле $\vec{E}$ і $\vec{H}$ навколо рупора складається з поля падіння $\vec{E}_{\Pi}$ і $\vec{H}_{\Pi}$, створеного струмами зі щільністю $\vec{j}$, $\vec{m}$, розподіленими в об'ємі V_0 (рис. 3.2) і поля розсіяного рупорним опромінювачем $\vec{E}_P$ и $\vec{H}_P$.

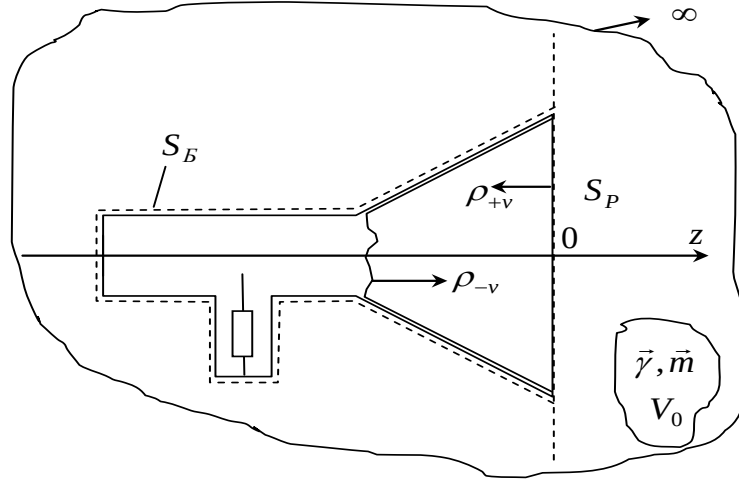


Рис. 3.3 Розполіл відбиття в рупорі

Як прийнято вважати при постановці дифракційних задач, згідно формули (2.1):

$$\vec{E} = \vec{E}_\Pi + \vec{E}_P, \quad \vec{H} = \vec{H}_\Pi + \vec{H}_P. \quad (3.3)$$

Розсіяне антеною поле представимо у вигляді суми полів:

$$\vec{E}_P = \vec{E}_{Pp} + \vec{E}_{Pkk}, \quad (3.4)$$

де $\vec{E}_{Pp}$ – поле, розсіяне розкритом антени, $\vec{E}_{Pkr}$ – поле розсіяне боковими краями і стінками розкриття.

Визначимо поле, розсіяне розкритом і краями рупора.

3.2. Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкритті

Нехай у режимі передачі незалежне джерело знаходиться всередині антени і створює поле, яке як всередині, так і зовні може бути позначено $\vec{E}_B$, $\vec{H}_B$ [18, 39, 41]. Всередині рупора це поле представимо власною функцією номера v : $\vec{E}_{\mp v}$, $\vec{H}_{\mp v}$ з одиничною амплітудою, що зазнає відбиття від розкриття з коефіцієнтом ρ_{+v} :

$$\begin{cases} \vec{E}_B = (\vec{E}_{-v} + \rho_{+v} \vec{E}_{+v}) \\ \vec{H}_B = (\vec{H}_{-v} + \rho_{+v} \vec{H}_{+v}) \end{cases} \quad (3.5)$$

де $(-)$ означає хвилі, що поширюються від горловини до розкриву;

$(+)$ – від розкриву до горловини рупора.

На поверхні розкриву антени S_p з внутрішньої сторони повне поле може бути представлене рядом за власними функціями рупора [18, 39, 41]:

$$\begin{cases} \vec{E} = \sum_{\mu=1}^{\infty} C_{+\mu} (\vec{E}_{+\mu} + \rho_{-\mu} \vec{E}_{-\mu}) \\ \vec{H} = \sum_{\mu=1}^{\infty} C_{+\mu} (\vec{H}_{+\mu} + \rho_{-\mu} \vec{H}_{+\mu}) \end{cases} \quad (3.6)$$

де $C_{\pm\mu}$ – амплітуди власних функцій;

μ – номер власної функції;

$\vec{E}_{+\mu}, \vec{H}_{+\mu}$ – власні функції, що поширюються від розкриву до горловини;

$\vec{E}_{-\mu}, \vec{H}_{-\mu}$ – власні функції, що поширюються від горловини до розкриву;

$\rho_{-\mu}$ – коефіцієнт відбиття власної функції від внутрішніх неоднорідностей у рупорі.

Запишемо лему Лоренца для полів $\vec{E}, \vec{H}, \vec{E}_B, \vec{H}_B$ для об'єму обмеженого безкінечно віддаленої від антени поверхнею і замкнутою поверхнею S , що співпадає з ідеально провідною поверхнею зовнішніх стінок РА S_B і поверхнею розкриву S_p [18, 39, 41] (рис. 3.3):

$$\int_V \{(\vec{j}, \vec{E}_B) - (\vec{m}, \vec{H}_B)\} dV = \oint_{S=S_B+S_p \rightarrow S_p} ([\vec{E}, \vec{H}_B] - [\vec{E}_B, \vec{H}]) \cdot d\vec{S} \quad (3.7)$$

Підставляючи у вираз (3.7) функції для $\vec{E}_B, \vec{H}_B$ (3.5) і $\vec{E}, \vec{H}$ (3.6) і застосовуючи умову ортогональності власних функцій можна отримати:

$$C_{+v} = \frac{\int_V \{(\vec{j}, \vec{E}_B) - (\vec{m}, \vec{H}_B)\} dV}{N_v(1 - \rho_{-v}\rho_{+v})}, \quad (3.8)$$

де N_v – норма власних функцій, що дорівнює:

$$N_v = \oint_{S_p} \{(\vec{E}_{+v}, \vec{H}_{-v}) - (\vec{E}_{-v}, \vec{H}_{+v})\} d\vec{S}. \quad (3.9)$$

Запис леми Лоренца для хвилі падіння $\vec{E}_\Pi$, $\vec{H}_\Pi$ і випроміненої рупором у режимі передачі хвилі $\vec{E}_B$, $\vec{H}_B$ для того ж об'єму, що і в попередньому випадку дає результат [18, 39, 41]:

$$\int_V \{(\vec{j}, \vec{E}_B) - (\vec{m}, \vec{H}_B)\} dV = \oint_{S_p} \{(\vec{E}_\Pi, \vec{H}_B) - (\vec{E}_B, \vec{H}_\Pi)\} d\vec{S} + \oint_{S_B} \{(\vec{E}_\Pi, \vec{H}_B)\} d\vec{S}. \quad (3.10)$$

Підставляючи вираз (3.10) в формулу (3.8), отримаємо:

$$C_{+v} = \frac{\oint_{S_p} \{(\vec{E}_\Pi, \vec{H}_B) - (\vec{E}_B, \vec{H}_\Pi)\} d\vec{S}}{N_v(1 - \rho_{-v}\rho_{+v})} + \frac{\oint_{S_B} \{(\vec{E}_\Pi, \vec{H}_B)\} d\vec{S}}{N_v(1 - \rho_{-v}\rho_{+v})} \quad (3.11)$$

Якщо вважати $\vec{H}_B$ малим на поверхні $\vec{S}_B$, тобто вважати малими струми затікання на зовнішню поверхню рупора, то другим складником у формулі (3.11) можна знехтувати (ці струми будуть враховані пізніше). Таким чином, амплітуди власних функцій, збуджених хвилею падіння в рупорі, визначаються за формулою:

$$C_{+v} \cong \frac{\oint_{S_p} \{(\vec{E}_\Pi, \vec{H}_B) - (\vec{E}_B, \vec{H}_\Pi)\} d\vec{S}}{N_v(1 - \rho_{-v}\rho_{+v})}, \quad (3.12)$$

яка з урахуванням формули (3.5) набуде вигляду:

$$C_{+v} \cong \frac{\oint_{S_p} \{ [\vec{E}_\Pi, \vec{H}_{-v}] (1 + \rho_{+v}) - [\vec{E}_{-v}, \vec{H}_\Pi] (1 + \rho_{+v}) \} d\vec{S}}{N_v (1 - \rho_{-v} \rho_{+v})}. \quad (3.13)$$

Таким чином, ми отримали вираз (3.13) для визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкритті рупорного опромінювача, при падінні на нього хвилі довільної форми, не обов'язково плоскої, при цьому струми, що затікають на розкритті антени, при роботі її в режимі передачі ми вважали досить малими і не враховували їх.

Вираз (3.13) можна використовувати для будь якої форми рупора, але для випадку опромінювача антенної системи станції РЕБ, що має пірамідальну форму вираз набуває вигляду:

$$C_{+mn}^{E,H} \cong \frac{\iint (\{ [\vec{E}_\Pi, \vec{H}_{-mn}^{E,H}] (1 + \rho_{+mn}^{E,H}) - [\vec{E}_{-mn}^{E,H}, \vec{H}_\Pi] (1 + \rho_{+mn}^{E,H}) \} d\vec{S})}{N_{mn}^{E,H} (1 - \rho_{+mn}^{E,H} \rho_{-mn}^{E,H})}. \quad (3.14)$$

Для визначення амплітуд хвиль із виразу (3.14) необхідно знати співвідношення для власних хвиль рупора і коефіцієнти відбиття від його розкриття. Тому представимо пірамідальний рупор у вигляді відрізка прямокутного хвилеводу з перерізом, що повільно змінюється вздовж поздовжньої осі. Для визначення амплітуд хвиль у розкритті потрібно знати функції для власних хвиль прямокутного хвилеводу з розмірами розкриття і коефіцієнти відбиття від розкриття і внутрішніх неоднорідностей рупора і його позамежних перерізів. Скористаємось виразами для власних хвиль, що отримані в [36].

Коефіцієнти відбиття від розкриття рупора визначимо за умови узгодження двох ліній передач із хвильовим опором $Z_0 = 120\pi$ Ом (опір вільного простору) і Z_B (хвильовий опір розкриття рупора) [36].

Хвильовий опір розкриття рупора визначимо як співвідношення тангенціальних складових електричного і магнітного полів хвилеводу з

розмірами розкриву. Тоді визначення хвильового опору справедливе не тільки для основного, але й взагалі для довільного типу хвилі [36].

Коефіцієнти відбиття від розкриву для хвиль магнітного та електричного типу:

$$\rho_{+mn}^H = \frac{Z_0 - Z_{Bmn}^H}{Z_0 + Z_{Bmn}^H} = \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2} - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2 - 1}{\sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2} - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2 + 1}, \quad (3.15)$$

$$\rho_{+mn}^E = \frac{Z_0 - Z_{Bmn}^E}{Z_0 + Z_{Bmn}^E} = -\rho_{+mn}^H \quad (3.16)$$

де λ – довжина хвилі збудженого в рупорі поля;

m, n – кількість стоячих півхвиль, які вкладаються по сторонах x та y ;

a_p, b_p – розміри розкриву по осях x та y відповідно.

3.2.1 Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриві рупорного опромінювача для випадку падіння плоскої хвилі на розкрив при нормальній поляризації хвилі до площини падіння

Розглянемо випадок нормально поляризованої хвилі до площини падіння – площина поляризації і площина падіння взаємо перпендикулярні.

Підставляючи у формулу (3.14) вирази для власних функцій полів E та H типів, падаючого поля із формули (3.1) і коефіцієнтів відбиття від розкриву (3.15), (3.16) отримаємо для амплітуд хвиль магнітного типу, збуджених у розкриві при падінні нормально поляризованої до площини падіння плоскої ЕМХ:

$$\begin{aligned}
C_{+mn}^{H\perp} = 2E_0 \frac{n\pi}{a_p} \frac{(1 + \cos \theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^H \cdot Z_0 \left(1 - \rho_{-mn}^H \rho_{+mn}^H\right) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \times \\
\times \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p} \left(y + \frac{a_p}{2}\right)\right) \exp(-iky \sin \theta_{II}) dy \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p} \left(x + \frac{b_p}{2}\right)\right) dx,
\end{aligned} \quad (3.17)$$

для амплітуд хвиль електричного типу:

$$\begin{aligned}
C_{+mn}^{E\perp} = -2E_0 \frac{n\pi}{b_p} \frac{(1 + \cos \theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^E \left(1 - \rho_{-mn}^E \rho_{+mn}^E\right) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \times \\
\times \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p} \left(y + \frac{a_p}{2}\right)\right) \exp(-iky \sin \theta_{II}) dy \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p} \left(x + \frac{b_p}{2}\right)\right) dx,
\end{aligned} \quad (3.18)$$

де N_{mn}^H – норма хвиль магнітного типу, з виразу (3.9), що дорівнює:

$$\begin{aligned}
N_{mn}^H = -\frac{a_p b_p}{2Z_0} \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} \times \\
\times \left\{ \left(\frac{m\pi}{b_p}\right)^2 \left(1 - \frac{\sin 2m\pi}{2m\pi}\right) \left(1 + \frac{\sin 2n\pi}{2n\pi}\right) + \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 \left(1 + \frac{\sin 2m\pi}{2m\pi}\right) \left(1 - \frac{\sin 2n\pi}{2n\pi}\right) \right\}
\end{aligned} \quad (3.19)$$

де N_{mn}^E – норма хвиль електричного типу, що дорівнює:

$$N_{mn}^E = \frac{a_p b_p}{2} Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} \left\{ \left(\frac{m\pi}{b_p}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 \right\}. \quad (3.20)$$

Інтеграли у виразах (3.17), (3.18) дорівнюють:

$$\begin{aligned}
& \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p}\left(y + \frac{a_p}{2}\right)\right) \exp(-iky \sin\theta_{II}) dy \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p}\left(x + \frac{b_p}{2}\right)\right) dx = \\
& = \frac{2b_p \sin m\pi}{(m\pi)n\pi} \cdot \frac{a_p f_{+n}(\theta)}{1 - \left(\frac{ka_p}{n\pi} \sin\theta\right)^2}, \tag{3.21}
\end{aligned}$$

$$\text{де } f_{+n}(\theta_{II}) = \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{ka_p}{2} \sin\theta_{II}\right) + i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin\theta_{II}\right).$$

З урахуванням виразів (3.19), (3.20), (3.21) із формул (3.17), (3.18) отримаємо:

$$\begin{aligned}
C_{+mn}^{H\perp} &= -4E_0 b_p f_{+n}(\theta_{II}) \frac{\sin m\pi}{m\pi} \times \\
& \times \frac{(1 + \cos\theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^H \cdot Z_0 \left(1 - \rho_{-mn}^H \rho_{+mn}^H\right) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right) \left(1 - \left(\frac{ka_p}{n\pi} \sin\theta_{II}\right)^2\right)}, \tag{3.22}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{+mn}^{E\perp} &= \frac{-4E_0 a_p \sin m\pi (1 + \cos\theta_{II}) f_{+n}(\theta_{II})}{n\pi N_{mn}^E (1 - \rho_{-mn}^E \rho_{+mn}^E)} \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} \times \\
& \times \frac{1}{\left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right) \left(1 - \left(\frac{ka_p}{n\pi} \sin\theta_{II}\right)^2\right)}. \tag{3.23}
\end{aligned}$$

У виразах, що отримані міститься множник $\sin m\pi$, який дорівнює 0, тому що m – ціле число. У виразі (3.22) маємо множник $\sin m\pi / m\pi$, який не дорівнює 0 тільки при $m = 0$. Звідси виходить, що хвилі електричного типу при розгляді падіння плоскої хвилі (3.1) збуджуватись не будуть, а амплітуди хвиль магнітного типу будуть нерівні 0 тільки при $m = 0$:

$$C_{+0n}^{H\perp} = \frac{-4E_0 a_p (1 + \cos \theta_{\Pi}) f_{+n}(\theta_{\Pi})}{(n\pi)^2 \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} \right) \left(1 - \rho_{-0n}^E \rho_{+0n}^E \right) \left(1 - \left(\frac{2a_p}{n\lambda} \sin \theta_{\Pi} \right)^2 \right)}. \quad (3.24)$$

Таким чином, *при нормальній поляризації хвилі до площини падіння на розкриті рупора збуджуються тільки хвилі магнітного типу, амплітуди яких визначаються виразом (3.24).*

3.2.2 Визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкриті антени для випадку падіння плоскої хвилі на розкрит у випадку співпадання площин поляризації і падіння

Розглянемо випадок падіння хвилі, коли площина її поляризації і площина падіння співпадають.

Підставляючи у формулу (3.14) вирази для власних функцій полів E та H типів [18, 39, 41] і вираз для падаючого поля із формули (3.2), а також коефіцієнти відбиття від розкриття (3.15), (3.16) отримаємо для випадку збігу площин поляризації і падіння для хвиль магнітного та електричного типу:

$$C_{+mn}^{H//} = \frac{-2E_0 (1 + \cos \theta_{\Pi}) \frac{n\pi}{a_p} \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p} \right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2}}{N_{mn}^H \cdot Z_0 \left(1 - \rho_{-mn}^H \rho_{+mn}^H \right) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p} \right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} \right)} \times$$

$$\times \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos \left(\frac{m\rho}{b_p} \left(x + \frac{b_p}{2} \right) \right) \exp(-ikx \sin \theta_{\Pi}) dx \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin \left(\frac{n\pi}{a_p} \left(y + \frac{a_p}{2} \right) \right) dy, \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned}
C_{+mn}^{E//} = & \frac{2E_0(1+\cos\theta_{II})\frac{m\pi}{b_p}\sqrt{1-\left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2-\left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^E(1-\rho_{-mn}^E\rho_{+mn}^E)\left(1+\sqrt{1-\left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2-\left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \times \\
& \times \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p}\left(x+\frac{b_p}{2}\right)\right) \exp(-ikx\sin\theta_{II}) dx \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p}\left(y+\frac{a_p}{2}\right)\right) dy.
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Норми N_{mn}^H , N_{mn}^E визначені виразами (3.19), (3.20), а інтеграли у формулах (3.25), (3.26) дорівнюють:

$$\begin{aligned}
& \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p}\left(x+\frac{b_p}{2}\right)\right) \exp(-ikx\sin\theta_{II}) dx \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p}\left(y+\frac{a_p}{2}\right)\right) dy = \\
& = \frac{-4ka_p b_p^2 \sin\theta_{II} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) f_{-m}(\theta_{II})}{(n\pi)^2 (m\pi)^2 \left(1-\left(\frac{kb_p \sin\theta_{II}}{m\pi}\right)^2\right)},
\end{aligned} \tag{3.27}$$

$$\text{де } f_{-m}(\theta_{II}) = \cos^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta_{II}\right) - i \sin^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta_{II}\right).$$

Після підстановки (3.27) у вирази (3.25), (3.26) отримаємо для амплітуд хвиль магнітного та електричного типу:

$$C_{+mn}^{H//} = \frac{-8E_0(1+\cos\theta_{II})kb_p^2 \sin\theta_{II} \sin^2 \frac{n\pi}{2} \sqrt{1-\left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{(m\pi)^2 N_{mn}^H \cdot Z_0 \left(1-\rho_{-mn}^H \rho_{+mn}^H\right) \left(1+\sqrt{1-\left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \times$$

$$\times \frac{f_{-m}(\theta_{II})}{\left(1-\left(\frac{kb_p}{m\pi} \sin\theta_{II}\right)^2\right)}, \quad (3.28)$$

$$C_{+mn}^{E//} = \frac{8E_0(1+\cos\theta_{II})ka_p b_p \sin\theta_{II} \sin^2 \left(\frac{n\pi}{2}\right) \sqrt{1-\left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{mn\pi^2 N_{mn}^E \left(1+\sqrt{1-\left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \times$$

$$\times \frac{f_{-m}(\theta_{II})}{\left(1-\left(\frac{kb_p}{m\pi} \sin\theta_{II}\right)^2\right) (1-\rho_{-mn}^E \rho_{+mn}^E)}. \quad (3.29)$$

Таким чином, ми отримали вирази для амплітуд збуджених хвиль у розкриті рупорного опромінювача для двох випадків падіння ЕМХ, коли хвиля поляризована нормально до площини падіння (3.24) і коли площини поляризації і падіння хвилі співпадають (3.28), (3.29) [62, 63]. За нормальної поляризації падаючої хвилі збуджуються тільки хвилі H_{0n} типу, а за співпадання площин поляризації і падіння не будуть збуджуватися хвилі $H_{m,2n}$, де $n = 0, 1, 2$ – цілі числа, так як їх амплітуди (3.28) дорівнюють нулю.

3.3. Визначення поля розсіяного розкритом рупора

3.3.1 Визначення поля розсіяного розкритом рупора для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі до площини падіння

Для визначення розсіяного від розкриву рупора поля необхідно виконання точних граничних умов: неперервності тангенціальних до розкриву рупора S_p складових повного поля $\vec{E}$, $\vec{H}$ [18, 39, 41] (рис. 3.3).

Розмістимо початок координат в центрі рупора ($z = 0$):

$$\begin{cases} (\vec{E}_\Pi(z=0) + \vec{E}_P(z=0))_\tau = (\vec{E}(z=0))_\tau, \\ (\vec{H}_\Pi(z=0) + \vec{H}_P(z=0))_\tau = (\vec{H}(z=0))_\tau, \end{cases} \quad (3.30)$$

де $\vec{E}_\Pi$ – напруженість електричного поля, що падає на розкрит, збудженого струмами, розміщеними поза рупором;

$\vec{E}$ – напруженість електричного поля з боку розкриву, що має вигляд (3.6).

Амплітуди у виразі (3.6) визначені виразом (3.13) або (3.14). Розсіяне поле $\vec{E}_P$ у всьому просторі може бути представлене у вигляді розкладу у неперервний спектр плоских хвиль, який має вигляд:

$$\vec{E}_{P\tau} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \vec{A}(K_x, K_y) \exp(-i(K_x x + K_y y + K_z z)) dK_x dK_y \quad (3.31)$$

де $\vec{A}(K_x, K_y)$ – спектральна функція комплексних амплітуд плоских хвиль,

K_x, K_y, K_z – проекції хвильового вектора на осі x, y, z , пов'язані між собою співвідношенням $K^2 = K_x^2 + K_y^2 + K_z^2$.

Підставимо у вираз (3.30) значення полів із (3.6), (3.31):

$$\vec{E}_{\Pi\tau} + \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \vec{A}_\tau(K_x, K_y) \exp(-i(K_x x + K_y y)) dK_x dK_y = \sum_{\nu=1}^{\infty} C_{+\nu} E_{+\nu\tau} (1 + \rho_{-\nu}). \quad (3.32)$$

Аналогічний вираз можна записати і для складових поля H [18, 39, 41].

Помножимо обидві частини рівняння (3.32) на $\exp(i(K_x x + K_y y))$ і проінтегруємо їх по x та y по поверхні розкриву S_p , а потім доповнимо

інтегрування від $E_{p\tau}$ безкінечних меж за умови $E_{pp}(z=0)=0$ поза поверхнею S_p , використовуючи співвідношення:

$$A_\tau(K_x, K_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\iint_{S_p} A_\tau(K_x, K_y) \exp(-i(K_x x + K_y y)) dK_x dK_y \right] \times \exp(i(K_x x + K_y y)) dx dy. \quad (3.33)$$

Отримаємо:

$$A_\tau(K_x, K_y) = - \iint_{S_p} E_{\Pi\tau}(z=0) \exp(i(K_x x + K_y y)) dx dy + \iint_{S_p} \sum_{\nu=1}^{\infty} C_{+\nu} E_{+\nu\tau} (1 + \rho_{-\nu}) \exp(i(K_x x + K_y y)) dx dy \quad (3.34)$$

Значення (3.34) підставимо у формулу (3.31):

$$\vec{E}_{pp} \cong \frac{\vec{e}_{rp}}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\iint_{S_p} \left\{ \sum_{\nu=1}^{\infty} C_{+\nu} E_{+\nu\tau} (1 + \rho_{-\nu}) \exp(i(K_x x + K_y y)) - E_{\Pi\tau}(z=0) \exp(i(K_x x + K_y y)) \right\} dx dy \right] \exp(-i(K_x x + K_y y + K_z z)) dx dy. \quad (3.35)$$

Магнітні складові розсіяного поля можна отримати з рівнянь Максвелла [37]:

$$\vec{H}_{pp} = \frac{i}{\omega\mu} \text{rot} \vec{E}_{pp}. \quad (3.36)$$

Для визначення розсіяного поля рупорним опромінювачем необхідно знати власні функції рупора і коефіцієнти відбиття від внутрішніх неоднорідностей. Однак не для всіх рупорів вони отримані. Наприклад, для пірамідальних рупорних опромінювачів власні функції не отримані [62, 63].

Для визначення розсіяного розкритом рупора поля для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі до площини падіння, застосовуючи метод поперечних перерізів на розкритті, крім збуджених хвиль у розкритті рупора і відбитих від його внутрішніх неоднорідностей виникають так звані “паразитні” хвилі, викликані нерегулярністю рупора вздовж поздовжньої осі. Такі хвилі вносять свою частку у розсіяне рупором поле, однак ця частка при

малих кутах розкриву рупора незначна і при першому наближенні ми ними нехтуємо. В подальших розрахунках ми їх врахуємо.

Розсіяне поле, визначене виразом (3.35) перепишемо у вигляді:

$$\vec{E}_{Pp} = \frac{\vec{e}_p}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{S_p} \int \left(\sum_{\nu=1}^{\infty} [C_{+\nu} E_{+\nu} (1 + \rho_{-\nu})] - E_{nt}(z=0) \right) \times \right. \\ \left. \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy \right\} \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y, \quad (3.37)$$

де позначення ті ж самі, що і у формулі (3.35) [18, 39, 41]. Після підстановки у вираз (3.37) власних функцій та інтегрування по x і y отримаємо:

$$\vec{E}_{Pp\tau}^{\perp} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \cdot 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{+n}^{H\perp} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 (1 + \rho_{-n}^H) \frac{f_{-n}(k_y)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - (k_y)^2} - \right. \\ \left. + E_0 a_p \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin\theta_{II})\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin\theta_{II})} \right\} \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y, \quad (3.38)$$

$$\text{де} \quad f_{-n}(k_y) = \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right). \quad (3.39)$$

Вираз (3.38) запишемо у вигляді:

$$\vec{E}_{Pp\tau}^{\perp} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} A_{x1}(k_x) \exp(-ik_x x) dk_x \int_{-\infty}^{\infty} A_{x2}(k_y) \exp(-i(k_y y + k_z z)) dk_y, \quad (3.40)$$

$$\text{де} \quad A_{x1}(k_x) = b_p \left(\sin\frac{k_x b_p}{2} \right) \frac{2}{k_x b_p}, \quad (3.41)$$

$$A_{x2}(k_y) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} -C_{+0n}^{H\perp} (1 + \rho_{-n}^H) \frac{f_{-n}(k_y)}{1 - \left(\frac{a_p k_y}{n\pi} \right)^2} - E_0 a_p \frac{\sin \left(\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_{II}) \right)}{\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_{II})}. \quad (3.42)$$

Представимо вираз (3.40) у сферичній системі координат і, беручи до уваги, що зв'язок декартових і сферичних координат має вигляд:

$$x = r \sin \theta \cos \varphi, \quad y = r \sin \theta \sin \varphi, \quad z = r \cos \varphi.$$

Отримаємо:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{pp\tau}^{\perp} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} A_{x1}(k_x) \exp(-ik_x r \sin \theta \cos \varphi) dk_x \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} A_{x2}(k_y) \exp(-ir(k_y \sin \theta \sin \varphi + k_z \cos \theta)) dk_y. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Для взяття інтегралів у виразі (3.43) використаємо [100], *Додаток В*.

Таким чином, розсіяне розкривом рупора поле при нормальній поляризації падаючої хвилі до площини падіння після взяття інтегралів методом перевалу, що здійснено у *Додатку В* формула (Д.11) набуде вигляду:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{pp\tau}^{\perp} &\approx \frac{1}{4\pi^2} \cos W_0 \sqrt{\frac{2\pi}{r|f''(W_0)|}} \exp(i\varphi_0) A_{x2}(k \sin W_0 \cos z_0) \sqrt{\frac{2\pi \cos z}{r|f''(z_0)|}} \times \\ &\times A_{x1}(k \sin z_0) k \cos z_0 \exp(i\varphi_m) \exp[rk(-i \sin \theta \cos \varphi \sin z_0 + \cos z_0 f(W_0))]. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Розглянемо розсіяне поле у двох площинах $\varphi = 3\pi/2$ та у $\varphi = \pi$.

У площині $\varphi = 3\pi/2$ отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi &= -1; \cos \varphi = 0; W_0 = -\theta; z_0 = 0; f(W_0) = -i \\ f''(W_0) &= i; \varphi_0 = \frac{\pi}{4}; \varphi_m = \frac{\pi}{4}; f''(z_0) = i \end{aligned} \right\}, \quad (3.45)$$

$$\vec{E}_{pp\tau|\varphi=\frac{3\pi}{2}}^{\perp} \approx \frac{k \cos \theta}{2\pi} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) A_{x1}(k_x = 0) A_{x2}(k_y = -k \sin \theta). \quad (3.46)$$

У площині $\varphi = \pi$:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi = 0; \cos \varphi = -1; W_0 = 0; z_0 = -\theta; f(W_0) = -i \cos \theta_i \\ f''(W_0) = i \cos \theta; \varphi_0 = \frac{\pi}{4}; \varphi_m = \frac{\pi}{4}; f''(z_0) = i \end{aligned} \right\}, \quad (3.47)$$

$$\vec{E}_{rp\tau|\varphi=\pi}^\perp \approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) A_{x1}(k_x = -k \sin \theta) A_{x2}(k_y = 0). \quad (3.48)$$

Вирази для $A_{x1}(k_x)$ і $A_{x2}(k_y)$ визначені формулами (3.41) і (3.42).

Отримані вирази (3.46), (3.48) із врахуванням формул (3.41), (3.42)

дозволяють розраховувати розсіяне від розкриву рупора поле для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі, якщо відомі коефіцієнти відбиття від позамежних перерізів і навантаження рупора. При цьому не враховувалися „паразитні” хвилі, викликані нерегулярністю рупора вздовж поздовжньої осі. Врахування цих хвиль призведе до того, що вираз (3.37) набуде вигляду:

$$\vec{E}_{rp} \approx \frac{\vec{e}_p}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \left\{ \iint_{(S_p)} \left(\sum_{v=1}^{\infty} C_{+v} E_{+v} (1 + \rho_{-v}) + \sum_{\mu=1}^{\infty} P_{-\mu} E_{-\mu} \right) \exp(i(k_x x + k_y y)) - \right. \quad (3.49)$$

$$\left. - E_{\Pi\tau}(z=0) \exp(i(k_x x + k_y y)) \right\} dx dy \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y,$$

де $P_{-\mu}$ – амплітуди „паразитних” хвиль на розкриві, визначаються [44]:

$$P_{-\mu} = -i C_{+v} \left\{ \left(\frac{S_{\mu v}}{k_{zv} - k_{z\mu}} \right) \exp\left(-2i\left(\tilde{\gamma}_{\mu} + \frac{\pi}{4}\right)\right) - \left(\frac{S_{-\mu v}}{k_{zv} + k_{z\mu}} \right) \right\}_{z=0}, \quad (3.50)$$

де $S_{\mu v}$ – коефіцієнти зв'язку прямих хвиль v , збуджених у розкриві, і μ – «паразитних» хвиль;

$S_{-\mu v}$ – коефіцієнти зв'язку зворотних хвиль $-v$, збуджених у розкриві, і $-\mu$ „паразитних” хвиль;

$k_{z\mu}, k_{zv}$ – постійні поширення «паразитної» хвилі μ і збудженої v при $z=0$, де $a = a_p$, $b = b_p$ тобто на розкриві рупора;

$\tilde{\gamma}_{\mu} = \int_0^{\tilde{z}} k_{z\mu}(z) dz$ – набіг фази відбитої хвилі від позамежного перерізу;

$\tilde{z}$ – координата z позамежного перерізу.

3.3.2 Визначення розсіяного розкритом рупора поля для випадку співпадання поляризації падаючої хвилі з площиною падіння

Перепишемо вираз для розсіяного поля (3.35) у вигляді:

$$\begin{aligned}
 E_{ppx}^{\parallel} = & \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} C_{-mn}^{H\parallel} (1 + \rho_{-mn}) \iint_{S_p} E_{-mn}^H \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy + \right. \\
 & + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} C_{-mn}^{E\parallel} (1 + \rho_{-mn}^E) \iint_{S_p} E_{-mn}^E \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy - \\
 & \left. - \iint_{S_p} E_{nx}^{\parallel} \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy \right\} \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y.
 \end{aligned} \quad (3.55)$$

У виразі (3.55) не врахована частка „паразитних” хвиль, викликаних нерегулярністю рупора вздовж поздовжньої осі. Цю частку можна врахувати, при цьому амплітуди паразитних хвиль матимуть вигляд (3.50).

Розглянемо інтеграли у формулі (2.55) по поверхні розкритву рупора, підставляючи в них вирази для падаючого поля (3.2) і власних функцій прямокутного хвилеводу з розмірами розкритву рупора [36]:

$$\iint_{S_p} E_{-mn}^H \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy = \frac{4k_x \left(\frac{n\pi}{a_p} \right)^2 f_{-n}(k_y) \cdot f_{+m}(k_x)}{\left(\left(\frac{n\pi}{a_p} \right)^2 - k_y^2 \right) \left(\left(\frac{m\pi}{b_p} \right)^2 - k_x^2 \right)}, \quad (3.56)$$

де

$$f_{+m}(k_x) = \cos^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right) + i \sin^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_x b_p}{2}\right), \quad (3.57)$$

а $f_{-n}(k_y)$ визначено раніше виразом (2.39).

$$\iint_{S_p} E_{-mn}^H \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy = 4k_x \left(\frac{m\pi}{b_p} \right) \left(\frac{n\pi}{a_p} \right) \frac{k_{zmn} \cdot f_{-n}(k_y) \cdot f_{+m}(k_x)}{\left(\left(\frac{n\pi}{a_p} \right)^2 - k_y^2 \right) \left(\left(\frac{m\pi}{b_p} \right)^2 - k_x^2 \right)}, \quad (3.58)$$

$$\int \int_{S_p} E_{-nx}^{\parallel} \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy = E_0 \cos \theta_{\Pi} a_p b_p \frac{\sin\left(k_y \frac{a_p}{2}\right) \sin\left((k_x - k \sin \theta) \frac{b_p}{2}\right)}{k_y \frac{a_p}{2} (k_x - k \sin \theta) \frac{b_p}{2}}. \quad (3.59)$$

Позначимо:

$$A_{x1}^{mn}(k_x) = \frac{-4 f_{+m}(k_x)}{\left(\frac{m\pi}{b_p}\right)^2 - k_x^2} k_x \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 C_{-mn}^{H\parallel} (1 + \rho_{-mn}^H), \quad (3.60)$$

$$A_{x2}^{mn}(k_y) = \frac{f_{+n}(k_y)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - k_y^2}, \quad (3.61)$$

$$A_{x3}^{mn}(k_x) = \frac{4 k_{xk_{zmn}} f_{+m}(k_x)}{\left(\frac{m\pi}{b_p}\right)^2 - k_x^2} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right) \left(\frac{m\pi}{b_p}\right) C_{-mn}^{E\parallel} (1 + \rho_{-mn}^E), \quad (3.62)$$

$$A_{x4}^{mn}(k_y) = \frac{f_{+n}(k_y)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - k_y^2}, \quad (3.63)$$

$$A_{x5}(k_x) = -E_0 \cos \theta_{\Pi} a_p b_p \sin\left(\frac{b_p}{2}(k_x - k \sin \theta_{\Pi})\right) \frac{1}{\frac{b_p}{2}(k_x - k \sin \theta_{\Pi})}, \quad (3.64)$$

$$A_{x6}(k_y) = \sin\left(\frac{a_p}{2} k_y\right) \frac{1}{\frac{a_p}{2} k_y}, \quad (3.65)$$

де

$$\begin{aligned} f_{+m}(k_x) &= \cos^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right) + i \sin^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_x b_p}{2}\right) \\ f_{+n}(k_y) &= \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) + i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.66)$$

Із врахуванням позначень (3.60) – (3.66) вирази для поля (3.55) запишемо у вигляді:

$$\begin{aligned}
 E_{ppx}^{\parallel} = & \frac{1}{4\pi^2} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} A_{x1}^{mn}(k_x) \exp(-ik_x x) dk_x \int_{-\infty}^{+\infty} A_{x2}^{mn}(k_y) \exp(-i(k_z z + k_y y)) dk_y + \right. \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} A_{x3}^{mn}(k_x) \exp(-ik_x x) dk_x \int_{-\infty}^{+\infty} A_{x4}^{mn}(k_y) \exp(-i(k_z z + k_y y)) dk_y + \\
 & \left. \int_{-\infty}^{+\infty} A_{x5}^{mn}(k_x) \exp(-ik_x x) dk_x \int_{-\infty}^{+\infty} A_{x6}^{mn}(k_y) \exp(-i(k_y y + k_z z)) dk_y \right\}. \quad (3.67)
 \end{aligned}$$

Інтеграли у виразі (3.67) мають такий же вигляд, як і у виразі (3.38), тому для їх взяття застосуємо такий же метод, як і раніше, що наведено у Додатку В для інтегралу (3.43). Після взяття інтегралу поле у двох головних площинах $\varphi = \pi$ і $\varphi = \frac{3\pi}{2}$ із формули (3.67) матиме вигляд:

$$\begin{aligned}
 E_{ppx|_{\varphi=\pi}}^{\parallel} \approx & \frac{\cos \theta}{\lambda r} e^{-i(kr-\pi/2)} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{x1}^{mn}(k_x = -k \sin \theta) A_{x2}^{mn}(k_y = 0) + \right. \\
 & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{x3}^{mn}(k_x = -k \sin \theta) A_{x4}^{mn}(k_y = 0) + A_{x5}^{mn}(k_x = -k \sin \theta) A_{x6}^{mn}(k_y = 0) \right\}, \quad (3.68)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{ppx|_{\varphi=3\pi/2}}^{\parallel} \approx & \frac{\cos \theta}{\lambda r} e^{-i(kr-\pi/2)} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{x1}^{mn}(k_x = 0) A_{x2}^{mn}(k_y = -k \sin \theta) + \right. \\
 & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{x3}^{mn}(k_x = 0) A_{x4}^{mn}(k_y = -k \sin \theta) + A_{x5}^{mn}(k_x = 0) A_{x6}^{mn}(k_y = -k \sin \theta) \right\}, \quad (3.69)
 \end{aligned}$$

де вирази для $A_{x1}^{mn}(k_x)$, $A_{x2}^{mn}(k_x)$, $A_{x3}^{mn}(k_x)$, $A_{x4}^{mn}(k_x)$, $A_{x5}^{mn}(k_x)$, $A_{x6}^{mn}(k_x)$ визначаються із формул (3.60) – (3.65).

Таким чином, ми отримали вирази для розрахунку розсіяного поля у двох площинах $\varphi = \pi$ і $\varphi = 3\pi/2$. У цих виразах невідомими є коефіцієнти відбиття від внутрішніх неоднорідностей рупора. Для визначення цих коефіцієнтів необхідно вирішити внутрішню задачу, що виконаємо нижче.

3.4 Визначення повного поля, розсіяного антеною та знаходження ефективної поверхні розсіювання опромінювача пірамідальної форми

Повне поле, розсіяне антеною, визначається виразом (3.4).

Поле, розсіяне краями антени, представимо у вигляді:

$$\dot{E}_{r_{kp}} \approx |\dot{E}_{r_{kp}}| e^{i\varphi_{r_{kp}}} \frac{e^{-lkr}}{r}. \quad (3.95)$$

Поле, розсіяне розкритом антени (3.35), представимо у вигляді:

$$\dot{E}_{rp} = |\dot{E}_{rp}| e^{i\varphi_{rp}} \frac{e^{-lkr}}{r}. \quad (3.96)$$

Підставляючи у (3.4) вирази для полів із (3.95), (3.96), отримаємо:

$$\dot{E}_{pa} = \frac{e^{-ikr}}{r} \left(|\dot{E}_{rp}| e^{i\varphi_{rp}} + |\dot{E}_{r_{kp}}| e^{i\varphi_{r_{kp}}} \right). \quad (3.97)$$

Для характеристики розсіювальних властивостей об'єкта в радіолокації застосовують поняття ефективної поверхні розсіювання (ЕПР). Вона характеризує здатність перетворювати падаючу на об'єкт ЕМХ в розсіяну хвилю визначеної поляризації, що поширюється до приймальної антени. Для випадку збігу поляризацій приймального і випромінюючого поля (взаємного прийому) вираз для ЕПР можна записати у вигляді [18, 39, 41]:

$$\sigma_{pa} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_{pa}|^2}{|\vec{E}_{II}|^2} \quad (3.98)$$

де R – відстань від місця прийому до розміщення розсіюючого тіла.

Підставляючи у вираз (3.98) значення полів, отримаємо:

$$\sigma_{pa} = 4\pi \lim_{R \rightarrow \infty} R^2 \frac{\left(|\dot{E}_{rp}| e^{i\varphi_{rp}} + |\dot{E}_{r_{kp}}| e^{i\varphi_{r_{kp}}} \right)^2}{|\vec{E}_{II}|^2}. \quad (3.99)$$

ЕПР рупорного опромінювача, що визначена виразом (3.99), перепишемо у вигляді [55]:

$$\sigma_{pa} = \sigma_{pp} \left(1 + 2 \sqrt{\frac{\sigma_{p_{kp}}}{\sigma_{pp}}} \cos(\varphi_{rp} - \varphi_{r_{kp}}) + \frac{\sigma_{p_{kp}}}{\sigma_{pp}} \right) \quad (3.100)$$

де $\vec{E}_{rpp}$ – поле, розсіяне розкритом рупора;

$\vec{E}_{rkr}$ – поле, розсіяне краями розкриву.

Далі розглянемо *однопозиційну* ЕПР, тобто, якщо кут падіння хвилі співпадає з кутом спостереження ($\theta = \theta_{\Pi}$, $\varphi = \varphi_{\Pi}$ як і раніше для двох випадків падіння плоскої хвилі на розкрит рупора.

3.5 Визначення ЕПР антени, якщо площина поляризації падаючої хвилі нормальна до площини падіння

Вираз для розсіяного поля від розкриву без врахування внеску «паразитних» хвиль із формули (3.46) із урахуванням (3.24), (3.41) (3.42) для випадку $\theta = \theta_{\Pi}$, $\varphi = \varphi_{\Pi} = 3\pi/2$. запишемо у вигляді [18, 39, 41]:

$$E_{rppx}^{\perp} \approx E_0 \frac{a_p b_p}{r \lambda} \cos \theta \frac{8}{\pi^2} (1 + \cos \theta) e^{-i(kr - \pi/2)} \times \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \dot{K}_{p_n} D_n^{\perp}(\theta) (1 + \dot{\rho}_{-n}^H) - \frac{\pi^2}{8(1 + \cos \theta)} \sin \left(2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta \right) \frac{1}{2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta} \right\}, \quad (3.101)$$

де

$$\dot{K}_{p_n} = \frac{1}{\left(n^2 \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} \right) (1 + \dot{\rho}_{-n} \dot{\rho}_{+n}) \right)}, \quad (3.102)$$

$$D_n^{\perp}(\theta) = \frac{\sin^4 \left(\frac{n\lambda}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta \right) - \cos^4 \left(\frac{n\lambda}{2} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{\left(1 - \left(\frac{2a_p}{n\lambda} \sin \theta \right)^2 \right)^2}, \quad (3.103)$$

$$\rho_{+n} = \left(\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} - 1 \right) \frac{1}{\left(\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} + 1 \right)}. \quad (3.104)$$

Якщо враховувати внесок «паразитних» хвиль, то для розсіяного поля:

$$E_{rppx}^{\perp} \approx E_0 \frac{a_p b_p}{r\lambda} \cos \theta \frac{8}{\pi^2} (1 + \cos \theta) e^{-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)} \times \\ \times \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} K_{\rho_n} \left[D_n^{\perp}(\theta) (1 + \dot{\rho}_{-n}^H) + \sum_{p=3}^{\infty} \dot{K}_{s_{np}} B_{np} e^{-i2y_p} \right] - \frac{\pi^2}{8(1 + \cos \theta)} \frac{\sin \left(2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta} \right\}. \quad (3.105)$$

де

$$\dot{K}_{s_{np}} = \frac{-tg \theta_{0n} n^2 (1 + \cos n\pi \cos p\pi)}{\left(\frac{a_p}{\lambda} \right)^3 8\pi \sqrt{1 - \left(\frac{p\lambda}{2a_p} \right)^2} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{1a_p} \right)^2} \right) \left(\sqrt{1 - \left(\frac{p\lambda}{1a_p} \right)^2} \right)} \quad (3.106)$$

$$B_{np} = \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi n}{2} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi p}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta \right) - \cos^2 \left(\frac{\pi n}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi p}{2} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{\left(1 - \left(\frac{2a_p}{p\lambda} \sin \theta \right)^2 \right) \left(1 - \left(\frac{2a_p}{n\lambda} \sin \theta \right)^2 \right)} \quad (3.107)$$

$$\gamma_p = \frac{p\pi}{2tg \theta_{0n}} \left[\sqrt{\left(\left(\frac{2a_p}{p\lambda} \right)^2 - 1 \right)} - \arccos \left(\frac{p\lambda}{2a_p} \right) \right]. \quad (3.108)$$

Коефіцієнти відбиття $\dot{\rho}_{-n}^H$ від внутрішніх неоднорідностей залежатимуть від співвідношення розмірів рупора і довжини падаючої на розкрит хвилі. При цьому можливі чотири випадки:

1. Падаюча хвиля має частоту нижчу критичної для розкриття рупора. У даному випадку падаюча хвиля повністю відбиватися від розкриття.

2. Падаюча хвиля має частоту нижчу критичної для живлячого рупора хвилеводу. В цьому випадку всі хвилі, збуджені у розкритті, будуть відбиватися від позамежних для них перерізів рупора.

3. Падаюча хвиля має частоту, що входить у робочий діапазон антени. Тоді збуджена у розкритті основна хвиля буде проходити у живлячий хвилевід. Її відбиття залежить від навантаження хвилеводу і місця з'єднання хвилеводу з рупором. Вищі типи хвиль, збуджені у розкритті, не проходитимуть у хвилевід, а відіб'ються від позамежних для них позамежних перерізів, як і у другому випадку.

4. Падаюча хвиля має частоту вищу за робочий діапазон РА. У такому випадку деякі хвилі вищих типів, для яких хвилевід не буде позамежним, разом із основною хвилею будуть проходити в нього і коефіцієнт відбиття для них залежатиме від навантаження. Решта ж хвиль вищих типів, що не пройшли у хвилевід, так як у другому та третьому випадках, будуть відбиватися від позамежних для цих хвиль перерізів у рупорі.

Отримано розрахункові формули для коефіцієнтів відбиття для випадку, якщо відоме навантаження для хвиль основного типу прямокутного хвилеводу за умови, що хвилі вищих типів не проникають у живлячий хвилевід. Ці формули придатні для розрахунку ЕПР в перших трьох випадках співвідношення розмірів рупора і довжини падаючої хвилі. Для отримання формул для четвертого випадку необхідно знати коефіцієнти відбиття для хвиль вищих типів від неоднорідностей прямокутного хвилеводу.

ВИСНОВКИ ЗА ТРЕТІМ РОЗДІЛОМ

1. Удосконалено методику визначення параметрів електромагнітного поля, розсіяного пірамідальним рупорним опромінювачем, при довільному падінні плоскої ЕМХ, яка відрізняється від відомих урахуванням паразитних хвиль і струмів, які протікають по краях і затікають за розкрив, що дозволяє оцінити їх внесок у діаграму вторинного випромінювання та проектувати нові конструкції рупорних опромінювачів зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання.

2. Дослідження перевипромінювання від країв рупора дозволило враховувати струми, що затікають за розкрив і що протікають по його кромкам. Таке перевипромінювання можна уникнути, про що свідчить нова, запропорнована [29] конструкція антени зі зменшеною ЕПР від кромek (використано патент на винахід № 96661).

3. Обмеженість застосування теорії малими кутами розкриву можна уникнути, якщо користуватись запропонованими співвідношеннями α розмірів і кутів розкриву для оптимальних Н і Е рупорі.

Показано, що для оптимальних опромінювачів метод поперечних перерізів можна застосовувати для рупорів, розміри яких більше 2λ .

РОЗДІЛ 4

КІЛЬКІСНЕ ОЦІНЮВАННЯ ВНЕСКУ ЕЛЕМЕНТІВ КОНСТРУКЦІЇ АНТЕНИ В ЇЇ ЕФЕКТИВНУ ПЛОЩУ РОЗСІЮВАННЯ

У першому розділі роботи було розглянуто основні характеристики оцінювання розсіювання – інтегральну ЕПР, диференціальну ЕПР та матрицю розсіювання об'єктів, у тому числі антенних систем та окремих антен. Дані характеристики зазвичай отримують методами математичного моделювання. Проте більш важливою є перевірка теорії методами натурних вимірювань та фізичного моделювання.

Методи натурних вимірювань сигналу, розсіяного від реальної антени у складі зразка ОВТ в умовах безпосереднього застосування, наряду з високою складністю, трудомісткістю і великим кошторисом мають недопустимо високу похибку вимірювань (не менше 10 дБ) [19]. Більш високу точність вимірювання радіолокаційних характеристик ОВТ (з похибкою менше 5 дБ) дозволяють отримати методи фізичного моделювання, при яких дослідний об'єкт або його фізична модель рівномірно обертаються з постійною швидкістю навкруги вісі у полі вимірювання [19,28]. Такі дослідження ґрунтуються на методах заміщення, але не дозволяють виявити та експериментально перевірити внесок окремих елементів конструкції об'єкта ОВТ або його антени в загальну ЕПР.

До складу прийнятних методів оцінювання характеристик розсіювання антени відносять математичні методи розрахунку дифракції ЕМХ на абсолютно провідних тілах обертання, що ґрунтуються на розв'язку інтегральних рівнянь. При цьому похибки розрахунку ЕПР симетричних відносно осі тіл, до яких відноситься широкий клас апертурних антен, завдяки потужній базі пакетів програм математичного моделювання наближуються до похибок вимірювання ЕПР і знаходяться у межах 3-4 дБ [19,28].

4.1 Порівняння експериментальних і розрахункових результатів запропонованої методики визначення електромагнітного поля, розсіяного від рупорних опромінювачів

Для перевірки отриманих чисельних результатів була зібрана установка для вимірювання ЕПР з використанням ефекту Доплера. Структурну схему установки приведено на рис. 4.1. Для виділення відбитого від об'єкта сигналу на фоні завад відбиттів від предметів, що знаходяться поруч, використовується ефект зміни частоти через рух джерела електромагнітного випромінювача (ефект Доплера).

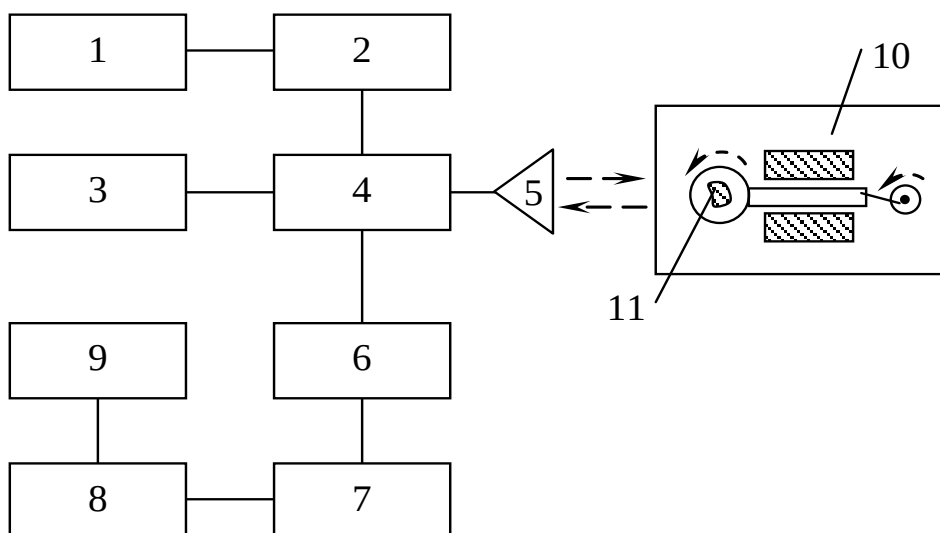


Рис. 4.1. Структурна схема вимірювальної установки із застосуванням ефекту Доплера.

1 – хвилемір; 2 – генератор безперервного випромінювання, 3 – блок налаштування; 4 – подвійний хвелеводний Т-міст; 5 – рупорна антена; 6 – змішувач; 7 – підсилювач 25 Гц; 8 – випрямляч-інтегратор; 9 – самописець; 10 – вібраційний стенд; 11 – досліджуваний об'єкт.

Вимірювальна установка з ефектом Доплера дозволяє значно зменшити вплив відбиття від нерухомих об'єктів. Крім того, зменшуються вимоги до падаючого на тіло поля, оскільки при переміщенні об'єкта поле усереднюється і вплив випадкових варіацій поля виключається.

Вимірювальна установка мала такі параметри:

1. Робоча частота – 9410 МГц;
2. Максимальний розмір вимірювальних об'єктів – 10x10 см;
3. Вимірювальна величина – однопозиційна діаграма ЕПР;
4. Поляризація – лінійна;
5. Динамічний діапазон – 40 Дб;
6. Чутливість установки (рівень фону) – 0.25×10^{-4} м2;
7. Потужність передавача – 8 МВт.

Вимірювальна установка складається з високочастотної частини і каналу реєстрації. Високочастотна частина включає в себе генератор безперервного випромінювання, хвилемір, подвійний Т-міст, приймально-передавальну антену, блок настроювання і змішувач.

Сигнал різницевої частоти, виділений змішувачем, поступає на резонансний підсилювач, частота якого 25 Гц. Після підсилення сигнал поступає на випрямляч-інтегратор і реєструється на самописці.

З огляду на те, що амплітуда сигналу на виході змішувача пропорційна напрузі поля розсіяної хвилі, то самописець фіксує величину, пропорційну кореню квадратному з ЕПР.

Об'єкт, що досліджується, встановлюється на вібраційний стенд з поворотним пристроєм:

$$l(t) = L \sin \Omega t$$

де $l(t)$ – зміщення тіла,

L – амплітуда качання.

Амплітуда качань тіла обрана у відповідності з оптимальною з точки зору максималізації співвідношень сигнал/шум на виході підсилювача.

Одночасно зі зворотно-поступальним рухом здійснюється повільний поворот об'єкта навкруг своєї осі на поворотному столі. Самописець, фіксуючи величину вихідної напруги пропорційну кореню квадратному з ЕПР, видає однопозиційну діаграму ЕПР тіла у відповідному масштабі.

Калібрування вимірювальної установки по тригранному кутовому відбивачу, величина ЕПР якого в максимумі основної пелюстки дорівнює:

$$\sigma_m = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2},$$

рівень бічних пелюсток складає

$$\sigma_\delta = \frac{16\pi a^4}{45\lambda^2},$$

де a – розмір ребра тригранного відбивача.

Для $a = 8,5 \text{ см}$, $\lambda = 3,18 \text{ см}$, $\sigma_m = 2160 \text{ см}^2$, $\sigma_\delta = 570 \text{ см}^2$.

На рис. 4.2 наведено експериментальну діаграму ЕПР тригранного кутового відбивача отриману на вимірювальній установці і яка відповідає діаграмі, наведеній у [11].

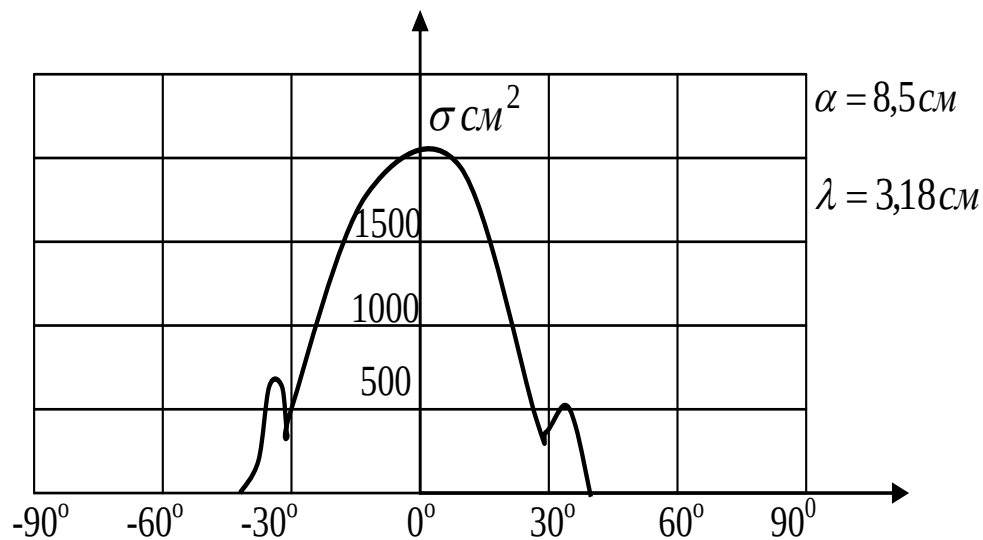


Рис. 4.2 Діаграма ЕПР тригранного кутового відбивача.

Теоретичні результати, отримані у даному розділі, є основними для розрахунку ЕПР рупорних антен. Для перевірки всієї теорії був поставлений експеримент, в ході якого вимірялась ЕПР рупорних антен в залежності від кута падіння плоскої хвилі для різних співвідношень розмірів рупора до довжини хвилі, що падає на розкриття антени.

На першому етапі перевірено величину похибки, що викликана допущеннями при застосуванні леми Лоренца. При цьому розглядалась ЕПР відрізка коротко замкнутого хвильоводу із розмірами розкриття рупора. Така

перевірка виключала неточності застосування методу поперечних перерізів і відбиттів, пов'язаних з неоднорідностями всередині рупора.

На рис. 4.3, 4.4 наведено графіки розрахункових і експериментальних результатів ЕПР для відрізків прямокутних хвильоводів, короткозамкнених на кінці.

Як видно з наведених рисунків, наявний хороший збіг теоретичних і експериментальних результатів.

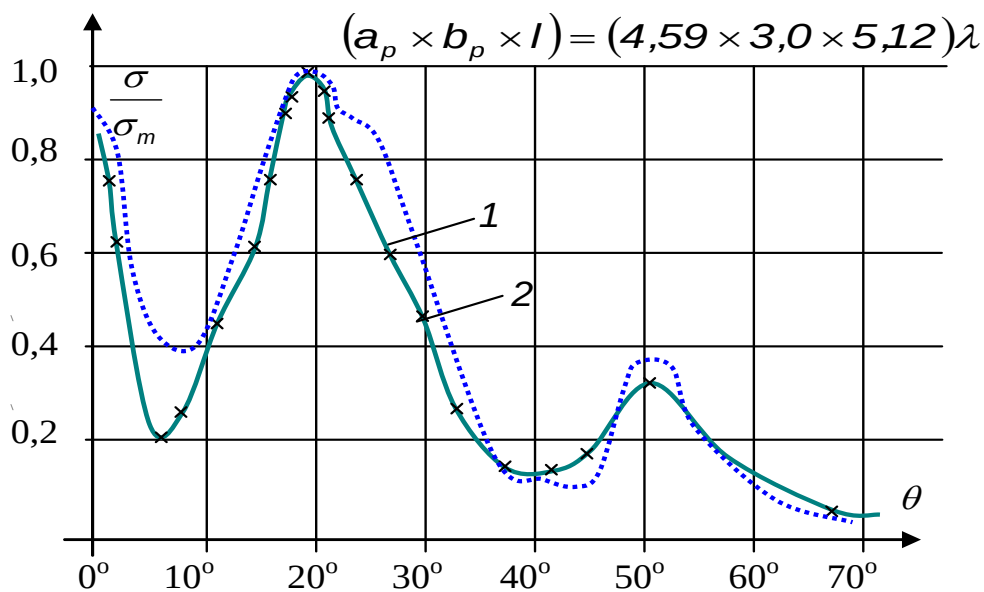


Рис. 4.3 Діаграма ЕПР короткозамкнутого відрізка хвильоводу з розмірами розкриття рупора при нормальній поляризації падаючої хвилі

1 – експеримент; 2 – теорія.

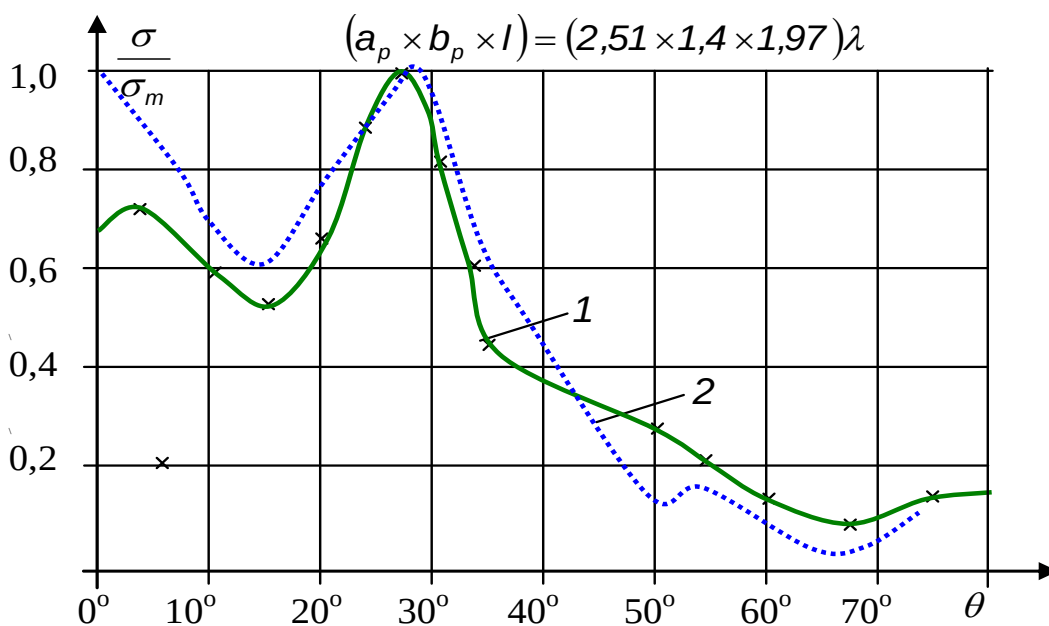


Рис. 4.4 Діаграма ЕПР короткозамкнутого відрізка хвилеводу з розмірами розкриття рупора при нормальній поляризації падаючої хвилі
1 – експеримент; 2 – теорія.

Незначне розходження кривих можна пояснити неточностями виготовлених макетів (незначних згинів), а також наближенням методу розрахунку, що застосовується.

Таким чином, застосування леми Лоренца і методу зшивання для певних амплітуд хвиль, збуджених у розкритті рупора, виявляється справедливим і може служити для розрахунку збудження хвиль у розкритті рупора.

На другому етапі експериментальної перевірки теорії дифракції електромагнітних хвиль на рупорних антенах є перевірка придатності методу поперечних перерізів до розрахунку ЕПР рупорних антен. Для цього був проведений експеримент для визначення ЕПР реальних рупорних антен з узгодженим навантаженням на кінці.

На рис. 4.5, 4.6 наведено діаграми ЕПР з різними співвідношеннями їх розмірів до довжини падаючої хвилі.

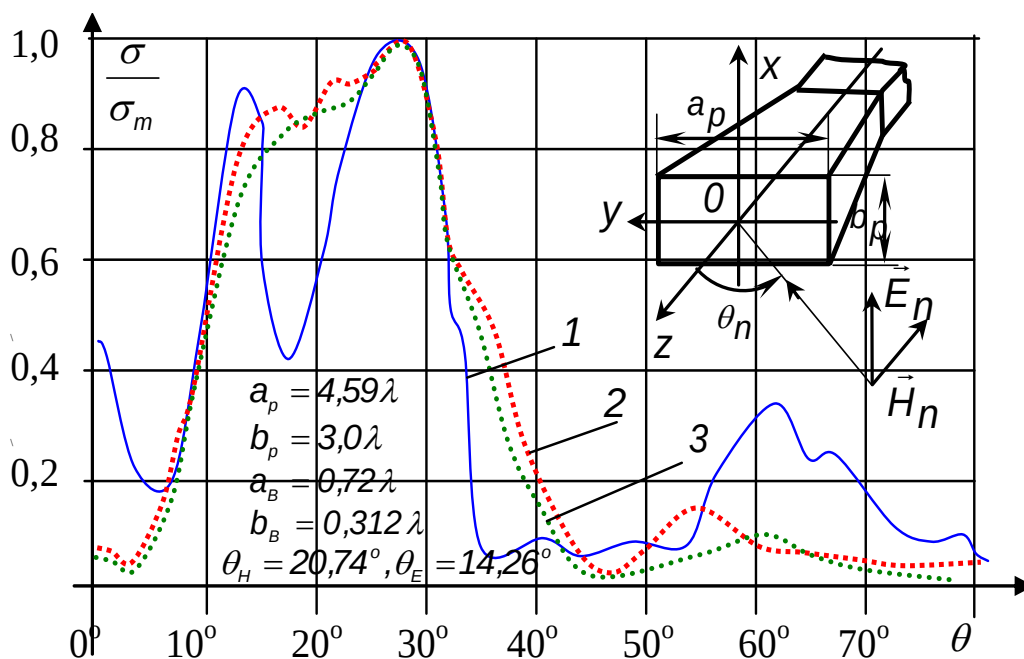


Рис. 4.5 Діаграма ЕПР рупорної антени з узгодженим навантаженням при нормальній поляризації падаючої хвилі.

1 – експеримент; 2 – теорія з урахуванням впливу країв;
3 – теорія без урахування впливу країв.

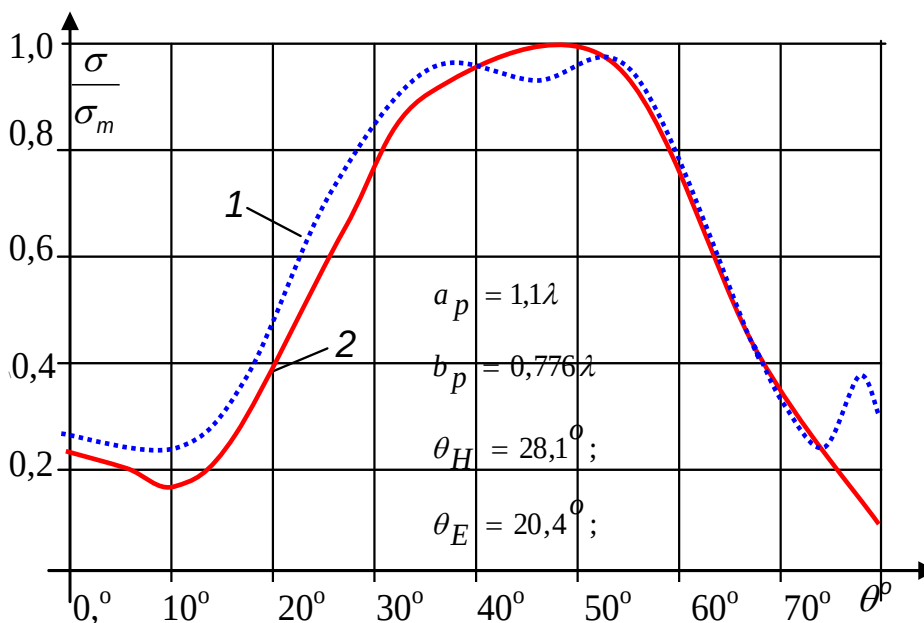


Рис. 4.6 Діаграма ЕПР рупорної антени з узгодженим навантаженням за нормальної поляризації падаючої хвилі.

1 – експеримент; 2 – теорія без урахування впливу країв.

Як видно із наведених діаграм теоретичні і експериментальні результати задовільно співпадають не тільки якісно, але й кількісно. Розходження при малих кутах падіння в діаграмах на рис. 4.6 пояснюється тим, що в реальній антені краї розкриву мали невеликий згин, що і збільшило ЕПР при малих кутах. Провал в експериментальній діаграмі при 20° можна пояснити неточністю вимірювання розмірів рупора і відхиленням реальної конструкції від теоретично розрахованої.

4.2. Експериментальні дослідження запропонованих нових конструкцій антенних систем зі зменшеною ЕПР та порівняння їх зі штатними антенами станції РЕБ

Вимірювання ЕПР антени виконувалось при її підключенні до узгодженого навантаження, закороченому виході і розімкненому фідері за умови вертикальної поляризації електромагнітного поля.

Експериментальні результати, наведені у таблиці 4.2, підтверджують можливість застосування даного методу для аналізу характеристик розсіювання рупорних антен.

Таблиця 4.2

Зміряні значення інтегральної ЕПР, м^2

Розміри рупора ($4.59a \cdot 3b$) λ , м^2	Зміряні значення ЕПР (м^2) при		
	розімкненому фідері	узгодженому навантаженні	закороченому виході
$\lambda = 0,02$	0,288	0,304	0,315
$\lambda = 0,03$	0,401	0,423	0,436

Відносно невеликі зміни ЕПР антени (табл. 4.2) при розімкненому й узгодженому навантаженнях свідчать про значний внесок відбитого сигналу від апертури антени у її сумарну (інтегральну) ЕПР, що підтверджується дослідженнями інших вчених [11,19], а саме проведених з використанням пакетів сучасних програм Ref_2Z та FEKO по дослідженню ЕПР антен .

На рис.4.3 наведено схему дзеркальної антени, що відповідає параметрам антени станції РЕБ у кількості 4 шт.

Моделювання проводилось для однопозиційної ЕПР – кут падіння дорівнював куту спостереження, тобто $\theta_{cn} = \theta_n$.

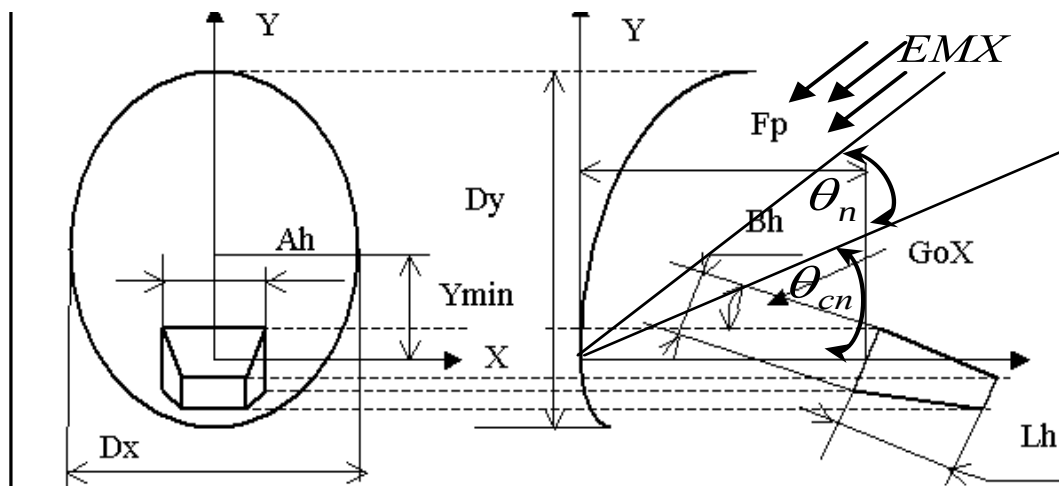


Рис. 4.7 Схема дзеркальної антени, що відповідає антенам станції РЕБ

Як видно з рис. 4.7 отримані діаграми за допомогою оригінальної програми Ref_2Z та відомої комерційної програми FEKO добре збігаються.

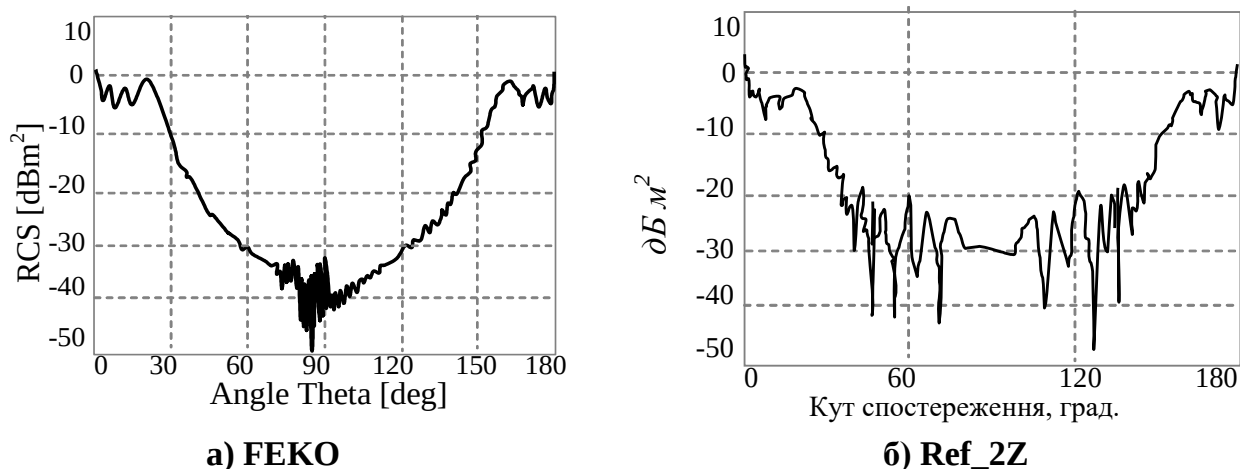


Рис. 4.8 Однопозиційна діаграма розсіяння рефлектора с параметрами
 $D_p=300$ мм, $F_p=150$ мм, частота =15 ГГц

З рис. 4.9 видно, що при $\theta_{on} = 0$ опромінювач суттєво змінює діаграму розсіювання лише в передній півсфері.

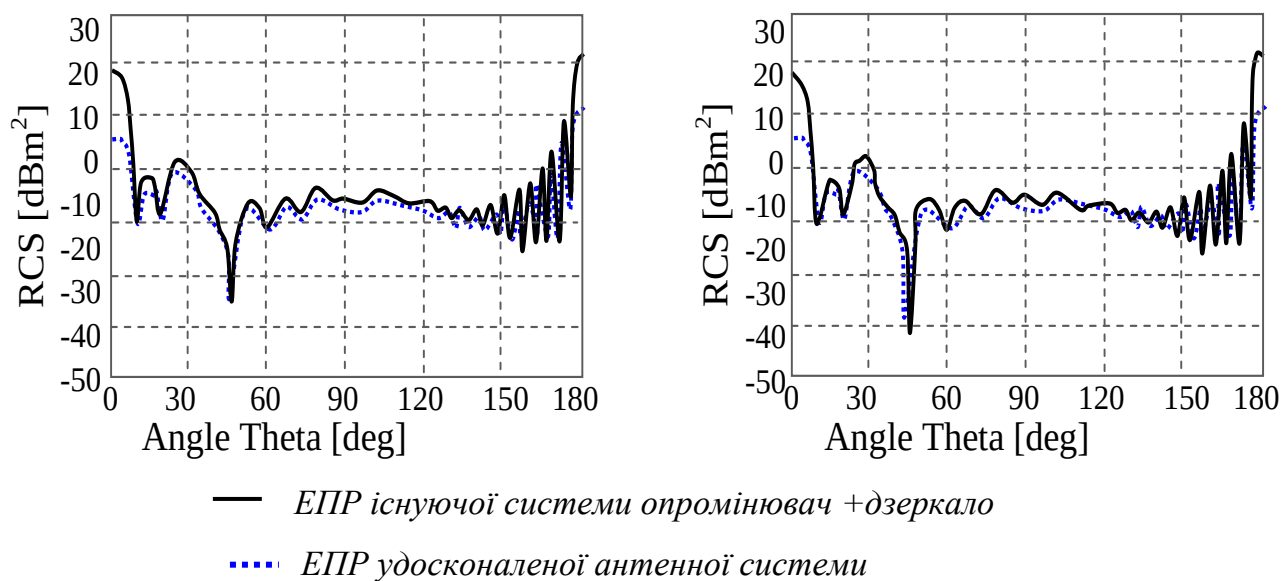


Рис. 4.9 Однопозиційна діаграми розсіювання антенної системи рупор+дзеркало),
 $\theta_{on} = 0$. а) – навантаження узгоджене,
 б) – навантаження короткого замкнення

Діаграма ЕПР збільшується майже на 20 Дб та практично не залежить від навантаження рупора. Це означає, що опромінювач змінює діаграму розсіяння

дзеркальної антени за рахунок структурної складової поля розсіювання на рупорі (зміна струмів провідності на зовнішній поверхні рупора). Антенна складова поля розсіювання опромінювача і всієї дзеркальної антени за рахунок відбиття хвилі від навантаження майже не впливає на сумарне поле розсіювання, що також доводять виміряні значення (табл.2).

Це означає, що опромінювач змінює діаграму розсіювання дзеркальної антени за рахунок структурної складової σ_C поля розсіювання на рупорі. Антенна складова σ_A розсіювання опромінювача і всієї дзеркальної антени за рахунок відбиття хвилі від навантаження майже не впливає на сумарне поле розсіювання, що також доводять експериментальні дані (табл. 2). Проте з рис. 4.9 видно, що в області головної пелюстки ($\theta_{on} = 0^0-5^0$) антенна складова σ_A максимальна і тому потребує зменшення.

Таким чином доведено, що у випадку зондування БРЛС противника цілі (станції РЕБ) на частоті 9-15 ГГц геометричні розміри антенної системи (у тому числі рупора) виступають як резонансні елементи і створюють максимум головної пелюстки діаграми розсіювання при куті опромінення $\theta_{on} = 0^0$. Антенна система виступить головним демаскуючим елементом щодо радіолокаційного виявлення таких станцій, а також станцій РЕР, або інших зразків ОБТ, що мають рупорну антену як самостійний елемент, так і як частину антенної системи.

Експериментальні дані (рис.4.10, 4.11) підтверджують висновки інших вчених стосовно того, що залежно від кута опромінення

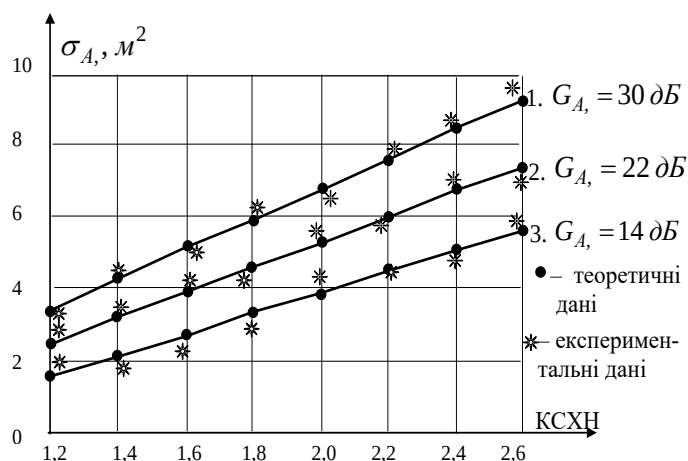


Рис. 4.10. Залежність антенної складової σ_A ЕПР РА від КСХН і коефіцієнта посилення G_A ,

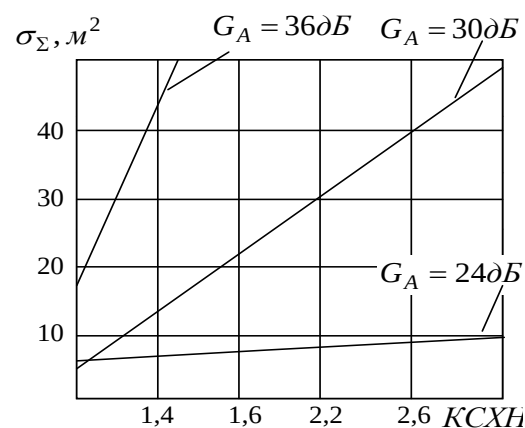


Рис. 4.11 Залежність сумарної σ_Σ ЕПРРА від КСХН і коефіцієнта посилення G_A ,

Наприклад $\theta_{оп} = 0^0$, в області головної пелюстки набуває вагомого значення диференціальна ЕПР $\sigma_\theta^1(\theta, \varphi)$ а σ_c ЕПР можна знехтувати [19]. Проте за інших напрямків зондуючого сигналу нехтують σ_A складовою ЕПР, тобто максимальною буде структурна складова σ_c .

Дані (рис.4.10, 4.11) доводять, що ефективними заходами із зниження ЕПР рупорних антен в області розкриття є зменшення КСХН або коефіцієнта підсилення G_A . Проте за постановки завдання $G_A = const$.

Адекватність розроблених у роботі методик підтверджено математичним моделюванням та натурним вимірюванням нових конструкцій опромінювачів представлених на рис. 4.12–4.14.

На рис. 4.12 наведено нову малогабаритну рупорну антену колової поляризації з двома діелектричними пластинами. На рис. 4.13 – зі зменшеною на 15-19 % ЕПР за рахунок зменшення перевипромінювання ЕМХ від кромek (патент на винахід № 97037 від 26.12.2011) [30] та зі зменшеною на 12–19% інтегральною ЕПР (рис. 4.14) від розкриття антени (патент на винахід № 96661 від 13.07.2011) [29].

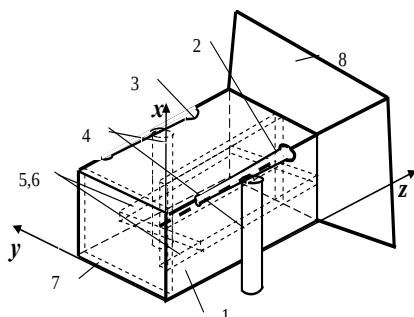


Рис.4.12 Малогабаритна рупорна антена колової поляризації з двома діелектричними пластинами

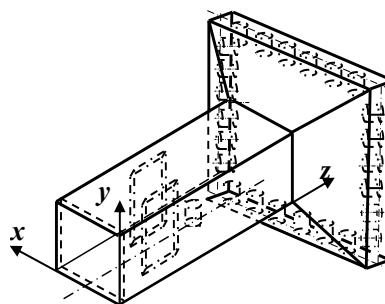


Рис.4.13 Рупорна антена зі зменшеною ЕПР від кромки (Патент № 97037)

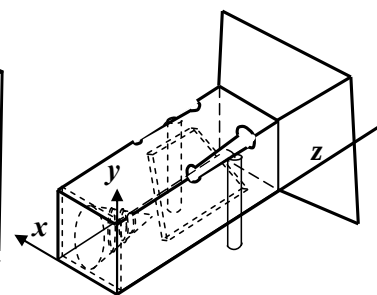


Рис.4.14 Малогабаритна рупорна антена з конусоподібним поглиначем вищих гармонік (Патент № 96661)

З рис. 4.5 видно, що при $\theta_{on} = 0^0 - 6^0$, де переважає $\sigma_{\delta}^1(\theta, \varphi)$, вони мають суттєво меншу (6, замість 18 дБ м²) ЕПР порівняно зі звичайними рупорними опромінювачами.

При $\theta_{on} = 0^0 - 5^0$, де переважає $\sigma_{\delta}^1(\theta, \varphi)$ вони мають суттєво меншу ЕПР (рис.4.5) у порівнянні зі звичайними рупорними опромінювачами.

Такі конструкції дозволили отримати зменшення перевипромінювання в області головної пелюстки діаграми спрямованості. Диференційну характеристику ЕПР $\sigma_{\delta}^1(\theta, \varphi)$ в найбільш небезпечному секторі кутів опромінення $\theta_{on} = 0^0 - 6^0$ знижено на 12 дБ (з 18 дБ м² до 6 дБ м²).

Якщо вважати, що база станції – Урал-375Д покрита радіопоглинаючим матеріалом, та не брати до уваги її ЕПР, то дальність виявлення РЕБ буде збільшена у 2 рази. Такий результат може мати місце лише у найбільш небезпечному секторі кутів опромінення (в області головної пелюстки її діаграми направленості), та за умови, що її розвідує БРЛС на тій самій частоті, що працює сама станція (13453–17341 МГц), а також за прийнятих обмежень. Таке ствердження не суперечить попередній оцінці інтегральних та диференціальних характеристик розсіювання, а саме: загальну інтегральну ЕПР зменшити практично неможливо за умови збереження інших характеристик [42-47]. Проте вдалося зменшити диференційну характеристику $\sigma_{\delta}^1(\theta, \varphi)$ зміною форми діаграми розсіювання у потрібному напрямку і різко зменшити розсіювання у невеликому секторі кутів опромінення $\theta_{on} = 0^0 - 5^0$.

Таким чином завдання дисертаційної роботи, яке полягає в зниженні радіолокаційної помітності засобів РЕР і РЕБ за рахунок зменшення ЕПР антенних систем при збереженні їх основних характеристик виконано.

Одержані експериментальні результати підтверджують достовірність отриманих наукових результатів.

Результати особистих досліджень опубліковано у [43-49]

ВИСНОВКИ ЗА ЧЕТВЕРТИМ РОЗДІЛОМ

1. Аналіз отриманих даним методом експериментальних результатів дозволяє оцінити ефективність різних конструктивних заходів що приводять до зниження помітності рупорних опромінювачів для підвищення радіолокаційної скритності зразків ОБТ РЕР та РЕБ при збереженні їх основних характеристик. Розробник антени може обирати такі шляхи зниження ЕПР: покращувати узгодження у колі навантаження $|\Gamma|^2 \rightarrow 1$; оптимізувати коефіцієнт підсилення G_A за критерієм «ефективність-помітність»; конструювати малопомітні елементи конструкції антени, зменшувати габаритні розміри $S_{ef} \rightarrow \min$.

2. Якщо не брати до уваги ЕПР бази станції то дальність виявлення РЕБ буде збільшена у 2 рази. Такий результат може мати місце лише у найбільш небезпечному секторі кутів опромінювання (в області головної пелюстки її діаграми направленості), та за умови, що її розвідує БРЛС на тій самій частоті, що працює сама станція (13453–17341 МГц).

ВИСНОВКИ

У результаті проведення досліджень вирішено актуальне наукове завдання, яке полягає у дослідженні можливості зменшення електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами антенних систем засобів РЕБ при збереженні їх основних характеристик

Для вирішення протиріччя між вимогами малопомітності та конструкцією антени за попереднього оцінювання їх інтегральних та диференціальних характеристик розсіювання сформульовано задачу зменшення радіолокаційної помітності антенних систем засобів РЕБ та БЕБ на прикладі станції РЕБ РЕБ.

Основними висновками роботи є:

1. Досліджено проблематику зменшення радіолокаційної помітності засобів РЕБ та їх антенних систем та проведено аналіз тактико-технічних характеристик і бойових можливостей станції РЕБ для забезпечення їх збереження в умовах зниження електромагнітного поля, розсіяного рупорними опромінювачами її антенних систем. Постановка задачі дозволить визначити ефективність запропонованих нових технічних рішень, щодо нових конструкцій рупорних опромінювачів антенних систем станцій РЕБ.

2. Проведено дослідження методів і способів зниження електромагнітного поля, розсіяного антенними системами засобів РЕБ та попередня оцінка їх характеристик розсіювання.

3. Запропоновано методику дослідження електромагнітного поля, розсіяного від рупорних опромінювачів пірамідальної форми при довільному падінні на них плоскої електромагнітної хвилі, що дозволяє оцінити їх внесок у діаграму вторинного випромінювання та проектувати нові конструкції зі зменшеною на 15–19 % ЕПР від кромки.

4. Для перевірки нових конструктивних рішень використано методику кількісного оцінювання внеску елементів конструкцій антен в її ЕПР завдяки удосконаленій системі для непрямого визначення антенної складової ЕПР (скористались патентом на винахід № 106557 від 10.09.2014), що дозволяє

зменшити похибку її вимірювання та оцінювати внесок антенної складової в інтегральну ЕПР за вдосконаленою математичною моделлю з похибкою на 10–12% меншою за відомі.

5. Запропоновані конструктивні рішення рупорних опромінювачів придатні у розробці нових та вдосконаленні існуючих антенних систем – складових станцій РЕБ, станцій РЕР та інших зразків ОБТ, окремих рупорних антен пірамідальної форми.

6. Отримані результати, за умови не враховування ЕПР бази станції та за інших прийнятих обмежень, дозволяють у 2 рази зменшити дальність виявлення антенної системи станції РЕБ у найбільш небезпечному секторі кутів опромінювання (в області головної пелюстки діаграми спрямованості) та за умови, що її розвідує БРЛС на тій самій частоті, що працює сама станція (13453–17341 МГц).

7. Достовірність отриманих наукових результатів забезпечено використанням у роботі відомих апробованих розрахунково-експериментальних методів досліджень. Отримані результати не суперечать теоретичним положенням та збіжні з висновками інших вчених щодо їх попереднього оцінювання.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Теорія і техніка протидії безпілотним засобам повітряного нападу. Книга 1. Безпілотні засоби повітряного нападу. Застосування та перспективи розвитку. Виявлення малопомітних засобів повітряного нападу. Монографія / В. І. Ткаченко, Ю. Г. Даник, Г. А. Дробах та ін. – Х. : ХВУ, 2002. – 220 с.
2. Довідник з протиповітряної оборони / Ю. Г. Даник, І. О. Романенко, А. Я. Торопчин та ін. – К. : МО України, Х: ХВУ, 2003. – 368 с.
3. Бойове застосування зенітних ракетних військ: підр. для наук.-педаг. прац., слухачів та ад'юнктів академії та інших військ. зал. / [Ботов М. Ф., Семон Б. Й., Тарасов В. М. та ін.]. – К.: НАОУ України, 2009. – 492 с.
4. Aviation Week and Space Technology, 1990, vol. 132, N. 15, pp. 17.
5. Белевищук Я. О. Метод розрахунку ефективної поверхні розсіювання наземної техніки, оснащеної багатoelementними антенами / Я. О. Белевищук, В. О. Василец, С. В. Нечитайло. // Авіаційно-космічна техніка та технології, ХУПС 2009. – № 8 (65). – С. 169–174.
6. Shirman Y.D. Computer simulation of aerial target radar scattering, recognition, detection, and tracking / Shirman Y.D., Gorshkov S.A, Leschenko S.P., Orlenko V.M., Sedyshev S.Y., Sukharevsky O.I.Y.D. Shirman Editor. – Boston, London: Artech house, 2002. – 294 с.
7. Артюшин Л. М., Куртсеітов Т. Л., Мирненко В. І., Сидорчук О. Л. / Можливості застосування протирадіолокаційних покриттів у антенних системах засобів озброєння та військової техніки з метою зменшення їх радіолокаційної помітності / Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки і оборони. К. НАУ. – 2016 вип. 2 (26) С.104–109.
8. Shirman Y.D., Gorshkov S.A, Leschenko S.P., Orlenko V.M., Sedyshev S.Y., Sukharevsky O.I. Computer simulation of aerial target radar scattering, recognition, detection, and tracking / Shirman Y.D Editor. – Boston, London: Artech house, 2002. – 294 с.
9. Манойлов В. П., Сидорчук О.Л. , Павлюк В. В. Ефективна поверхня розсіювання рупорних антен // Матеріали 21-ї Міжнародної кримської

- науково-практичної конференції «НВЧ-техніка та телекомунікаційні технології» (КриМіКо-2011) – Севастополь. ; 2011 – Т.2 . – С. 546-547.
- Манойлов В. П., Сидорчук О.Л. Зменшення ЕПР рупорної антени для широкого сектору кутів спостереження // Матеріали 22-ї Міжнародної кримської науково-практичної конференції «НВЧ-техніка та телекомунікаційні технології» (КриМіКо-2012) – Севастополь.; 2012 – Т.2 . – С. 487-488.
10. Манойлов В. П., Павлюк В. В., Сидорчук О. Л., Карашук Н. М. The Linear Polarized Horn Antenna with Decreased Effective Scattering Area» // Тези доповідей 7 Міжнародної науково-практичної конференції по теорії та техніці антен Національний університет «Львівська політехніка». – Львів. ;, 2009. – С. 213-215.
 11. M. Baker, S. Sutlief / Green's Function in Physics/ Version 1/ (Lecture Notes, 2003) Department of Physics, University of Washington (332 p.) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: (<http://www.phys.washington.edu/users/baker/green.pdf>).
 12. Залевський Г. С. Огляд методів розрахунку вторинного випромінювання радіолокаційних об'єктів / Г. С. Залевський // Системи обробки інформації: зб. наук. праць. – Харків : ХУПС, 2007. Вип. 7 (65). – С. 16–24.
 13. Midgley D. A Theory of Receiving Aerials applied to the reradiation of an Electromagnetic Horn. // Proc. Inst. Electr. Eng. –1981. –V.108 pt-B. –№ 42. pp. 645-650.
 14. Сидорчук О. Л. Аналіз методів і способів зменшення ефективної поверхні розсіювання антенних систем / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир, 2012. –№ 2 (61). – С. 94–106.
 15. Сидорчук О. Л. Проблематика зменшення радіолокаційної помітності станцій радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби / О. Л. Сидорчук // Матеріали науково-технічної конференції “Перспективи розвитку озброєння та військової техніки Сухопутних військ” – Львів. – 2014. – С 118-119.
 16. Сидорчук О. Л. Математичний апарат дослідження амплітуд поля,

- збудженого антенною системою радіолокаційної станції 1РЛ133 «Кредо» / О. Л. Сидорчук // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: зб. наук. праць. – Житомир : ЖВІ, 2016. – Вип. 13. – С. 62–72.
17. Кравченко Ю. В. Аналіз основних способів зниження радіолокаційної помітності та можливості їх застосування до наземних та повітряних об'єктів / Ю. В. Кравченко, Т. І. Дубас. – К. Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014. – № 2. – С. 19–25.
 18. Сухаревський І. В. Визначення короткохвильових асимптотик розсіяних полів методом стаціонарної фази / І. В. Сухаревський, О. І. Сухаревський // Електромагнітні хвилі та електронні системи. – 1996. – Т.1, №1. – С.14–23.
 19. Сидорчук О. Л. Метод покращення поляризаційних характеристик антенних систем переносних станцій наземної розвідки // ЖВІ Збірник наукових праць «Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем, м. Житомир, 2018. – Випуск №15, С. 78–93.
 20. Сидорчук О. Л. Метод проектування радіолокаційних станцій наземної розвідки з антенною системою колової поляризації // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки і оборони. К. НУОУ. – 2018 вип. 3 (33) С. 25–35/ Sidorchuk O., Tofanchuk O., Kritenko O., Kalenchuk Yu. Methodology improvment of the electromagnetic field amplitude study related to the antenna system risk radio-solid station of land-development "Credo-M1" // Scientific works of Kharkiv National Air Force University. 2017. № 5 (54). С.102–109.
 21. Leibstone M. Defence Strategy Enhancements and the FCS Model / Martin Leibstone // Military Technology. – 2003. – № 7. – P. 73-78.
 22. Bergman J. R. and Moreira F. J. S. An Omnidirectional ADE Reflector Antenna // Microw. Opt. Tech. Lett. – 2004. – Vol. 40, No. 2. – P. 345-349. .
Bergman J. R. and Moreira F. J. S. An Omnidirectional ADE Reflector Antenna // Microw. Opt. Tech. Lett. – 2004. – Vol. 40, No. 2. – P. 345-349.
 23. C. Pope . Methods of Theoretical Physics: 1. (Lecture notes, 2004),

Department of Physics, Texas A&M University (205 p.) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: (<http://faculty.physics.tamu.edu/pope/methods.ps>).

24. Jiyeon Lee, Sanghoon Kim, Aobo Li, Dan Sievenpiper. Shield pattern and scattering reduction scheme using impedance surfaces // IOP Publishing Ltd Journal of Physics D: Applied Physics. 2021. Vol. 54, N 47.
25. Сиренко Ю. К., Сухаревський І. В., Сухаревський О. І., Яшина Н. П. Фундаментальні та прикладні задачі теорії розсіювання електромагнітних хвиль / Харків: Крок, 2000. 344 с.
26. Патент на винахід № 96661 /UA/ H01Q 13/10 (2006.01) / В. П. Манойлов, О. Л. Сидорчук ; заявл. 06.04.10, опубліковано 25.11.11, Бюл. № 22.
27. Патент на винахід № 97037 /UA/ H01Q 13/10 (2006.01) / В. П. Манойлов, О. Л. Сидорчук; заявл. 06.07.10, опубліковано 26.12.11, Бюл. № 24.
28. Патент на винахід № 106557 /UA/ H01Q 13/02 (2006.01) / В. П. Манойлов, О. Л. Сидорчук; заявл. 31.05.13, опубліковано 10.09.14, Бюл. № 17.
29. Манойлов В. П. Малогабаритна рупорна антена кругової поляризації зі зменшеною ЕПР / В. П. Манойлов, О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир, 2009. – № 4 (50). – С. 147–152.
30. Манойлов В. П. Метод визначення ефективної поверхні розсіювання рупорних антен / В. П. Манойлов, О. Л. Сидорчук // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: Зб. наук. праць. – Житомир. – 2013. – Вип.3. – С. 67–71.
31. Коренівська О. Л. Моделювання та експрес-методика вимірювання діаграм ЕПР рупорних антен / О. Л. Коренівська, В. П. Манойлов, Д. С. Морозов, Т. М. Нікітчук, О. Л. Сидорчук // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратуробудування. – 2015. Вип. 62. – С. 31–39.
32. Сидорчук О. Л. Дифракція плоскої електромагнітної хвилі на рупорній антені / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир, 2010. – № 2 (53). – С. 167–174.
33. Сидорчук О. Л. Розрахунок ефективної поверхні розсіювання рупорної антени при падінні на неї хвилі довільної форми із застосуванням леми Лоренца / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир,

2011. – № 2 (57). – С. 103–113.

34. Сидорчук О. Л. Методика зменшення ефективної поверхні розсіювання рупорної антени з гантелеподібними щілинами / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир, 2011. – № 4 (59). – С. 91–100.
35. Сотников А. М. Оцінка відбивальних властивостей наземних та повітряних об'єктів з пасивним захистом на основі композитних радіоізотопних покриттів / А.М. Сотников, Р.Г. Сидоренко, Г.В. Рибалка // Системи управління, навігації та зв'язку, ХУПС 2009, випуск 1(9). – С. 70-74.
36. Шокало В. М. Електродинаміка та поширення радіохвиль / В. М. Шокало, В. І. Правда, В. А. Усін та ін // Ч.2 Випромінювання та поширення радіохвиль: Підручник для студентів ВНЗ. Харків. – ХНУРЕ; Колегіум. – 2010. – 435 с. Сухаревський О. І. Узагальнена лема Лоренца та інтегральні представлення розв'язків деяких задач електродинаміки // Радіотехніка та електроніка. – 1987. – Т. 32. – № 11. – С. 2255-2262
37. Lambert K. M. A new method for obtaining antenna gain from backspace measurements / K. M. Lambert, R. C. Rudduck T. E. Lee // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – June, 1990. – vol. 38. – P. 896–903.
38. Сидорчук О. Л., Дубина О. Ф. Залевський В. Й. / Дослідження амплітуд поля, збудженого лінійною решіткою рупорних опромінювачів для забезпечення електромагнітної сумісності сусідніх антенних пристроїв та елементів антенних решіток // Тези доповіді Всеукраїнської науково-практичної ON-LINE конференції аспірантів, молодих учених та студентів «Технічні науки на сучасному етапі», присвяченої дню науки м. Житомир, ЖДТУ 17 травня 2017., С. 187–188.
39. Сидорчук О. Л., Дубина О. Ф. / Дослідження перевипроміненого поля від фазованої антенної решітки для хвилі, що є нормально поляризованою до площини падіння // ЖВІ Збірник наукових праць «Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем, м. Житомир, 2016. – №3, С. 129–141.
40. Ковальчук В., Залевський В., Сидорчук О. / Методи оцінювання антен зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання // Actual problems of

- learning and teaching methods. Proceedings of the XI International Scientific and Practical Conference. Vienna, Austria. 2022. Pp. 536–545. URL: <https://isg-konf.com/actual-problems-of-learning-and-teaching-methods>
41. Ковальчук В., Сидорчук О. / Розв’язок рівняння електромагнітного поля, розсіяного розкритом рупорного випромінювача, методом перевалу // Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп’ютерні технології: інновації, проблеми, рішення» 01-02 грудня 2022 року. С. 229–230 <https://conf.ztu.edu.ua/kompyuterni-tekhnohohiyi-innovatsiyi-problemy-rishennya-01-02-hrudnya-2022-r>
 42. Ковальчук В., Соболенко С., Сидорчук О. / Адаптація методу перевалу до розв’язку рівняння електромагнітного поля, розсіяного рупорним випромінювачем // Development of energy-saving method and heat engineering equipment for lime production in shaft furnaces. Proceedings of the I International Scientific and Practical Conference. Milan, Italy. 2023. Pp. 739-746 URL: <https://isg-konf.com/current-issues-of-science-and-integrated-technologies.>: DOI: 10.46299/ISG.2023.1.
 43. Ковальчук В., Соболенко С., Заєць Ю. / Застосування математичного методу перевалу для розв’язку електродинамічних рівнянь дослідження антенних систем // XIX міжнародна наукова конференція Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба “Новітні технології – для захисту повітряного простору”: тези доповідей, 12 – 13 квітня 2023 року. – Х.: ХНУПС ім. І. Кожедуба, 2023. – с. 635-636.
 44. Ковальчук В.В., Соболенко С. О., Залевський В. Й. / Проблематика методів оцінювання антен зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання. // XIX міжнародна наукова конференція Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба “Новітні технології – для захисту повітряного простору”: тези доповідей, 12 – 13 квітня 2023 року. – Х.: ХНУПС ім. І. Кожедуба, 2023. – с. 487.
 45. Ковальчук В.В., Сидорчук О. Л., Залевський В. Й. / Методи оцінювання антен засобів радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання. // Перспективи

розвитку озброєння та військової техніки Сухопутних військ. Збірник тез доповідей Міжнародної науково-технічної конференції (Львів, 17-18 травня 2023 р.). С. 253-254.

46. Сидорчук О. Л., Ковальчук В.В, Соболєнко С. О. / Розв'язування рівняння методом сідлової точки для електромагнітного поля, розсіяного рупорним випромінювачем // Вісник Національного технічного університету України
47. «КПІ». – Серія Радіотехніка. – Радіоапаратобудування. 2023 р, №91, С. 28-36. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2023.91.28-36>

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А**РАДІОЕЛЕКТРОННЕ ОБЛАДНАННЯ ЗАСОБІВ ПОВІТРЯНОГО НАПАДУ**

Тип БРЛС	Призначення	Носій	Дальність дії (км)	Діапазон частот (МГц)	Потужність (кВт)	Тривалість імпульсу (мкс)	Частота слідування імпульсів (Гц)	Зона огляду по β/ϵ (град)	Ширина діаграми спрямованості по β/ϵ (град)
AN/APY-12	Виявлення	E-3A	----	3408	----	----	----	----	----
AN/APD-10	Бокового огляду	RF-4C	90	9375	----	0,33	----	----	----
TNRS	Кутового огляду	Tornado	----	16700-1700	----	----	720, 3000, 3600	----	----
AN/APQ-154	Огляду задньої напівсфери	F-15	55	1800-1840	170	----	11000	----	----
AN/APQ-66	Огляду задньої напівсфери	F-16H	30	10000	----	----	----	----	----
AN/APQ-68	Огляду задньої напівсфери	F-16	----	8000-10000	----	0,25; 0,5	----	----	----
AN/APG-65	Углового огляду	F/A-18	45	8000-12000	----	0,8-2	1,5; 10-30	----	----
AN/APQ-94	Наведення зброї	F-4F	----	93-75	----	0,4-2	330-1000	----	----
AN/APQ-180	Наведення зброї	F-4C	60	8700-9400	110	0,5-1,5	330, 500, 1060	----	----
Agaba	Універсальна	Ягуар	46	8000-10000	70	----	380	----	----
AIDA	Універсальна	Міраж	----	8000-10000	80	0,3; 0,5	----	----	----
AN/APQ-108	Бокового огляду	SR-71	150	9375	100	----	2000	----	----
VPD-X	Бокового огляду	TR-2	80	9000-10000	----	0,8-1,5	----	----	----

ДОДАТОК Б.

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ПЕРЕВАЛУ ДЛЯ ВЗЯТТЯ

ІНТЕГРАЛІВ ПРИ РОЗРАХУНКУ РОЗСІЯНОГО РОЗКРИВОМ

РУПОРА ПОЛЯ

Позначимо: $k_1^2 = k^2 - k_x^2$, враховуючи, що $k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$, отримаємо:

$k_1^2 = k_y^2 + k_z^2$. Проведемо заміну змінних:

$$k_y = k_1 \sin W, \quad dk_y = k_1 \cos W dW, \quad k_z = k_1 \cos W,$$

де W – комплексні числа.

З урахуванням прийнятих позначень і заміни змінних інтеграл у формулі (2.43) набуде вигляду:

$$I_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \{A_{x2}(k_1 \sin W) k_1 \cos W \exp(-ik_1 r(\sin \theta \sin \varphi \sin W + \cos W \cos \theta))\} dW \quad (B.1)$$

Цей інтеграл подамо у вигляді:

$$I_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(W) \exp(\lambda f(W)) dW, \quad (B.2)$$

де

$$\left. \begin{aligned} \varphi(W) &= k_1 \cos W A_{x2}(k_1 \sin W), \\ f(W) &= -i(\sin \theta \sin \varphi \sin W + \cos W \cos \theta), \\ \lambda &= k_1 r. \end{aligned} \right\} \quad (B.3)$$

Так як функції $f(W)$, $\varphi(W)$ регулярні в даній області, то інтеграл I_1 можна розглядати по кривій P , яка прямує у нескінченність, при цьому контур інтегрування можна деформувати, залишаючи кінці контуру нерухомими. При $\lambda \rightarrow \infty$ це має місце при розгляді поля у дальній зоні. До інтегралу можна застосувати асимптотичний розклад, де головний член асимптотики має вигляд:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(W) \exp(\lambda f(W)) dW \approx \varphi(W_0) \exp(\lambda f(W_0)) \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda |f''(W_0)|}} \cdot \exp(i\varphi_0), \quad (B.4)$$

де W_0 – точка максимуму функції $f(W)$, що визначається із умови

$$\frac{\partial(f(W))}{\partial W} \Big|_{W=W_0} = 0,$$

$f''(W_0)$ – друга похідна функції в точці W_0 ;

$$\varphi_0 = \arg \sqrt{\frac{-1}{f''(W_0)}}.$$

З урахуванням прийнятих позначень отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} W_0 &= \arctg(\sin \theta \operatorname{tg} \theta) \\ f'(W) &= -i(\sin \theta \sin \varphi \cos W - \sin W \cos \theta) \\ f''(W) &= i(\sin \theta \sin \varphi \sin W_0 + \cos W_0 \cos \theta) \end{aligned} \right\}. \quad (\text{B.5})$$

Інтеграл (2.44) із врахуванням (2.45) – (2.48) буде дорівнювати:

$$I_1 = \sqrt{k_1} \cos W_0 A_{x2}(k_1 \sin W_0) \sqrt{\frac{2\pi}{r|f''(W_0)|}} \exp(k_1 r f(W_0)) \exp(i\varphi_0). \quad (\text{B.6})$$

Підставляючи вираз (2.49) у формулу (2.43) і позначивши:

$$A_{x3}(k_x) = \sqrt{k_1} A_{x2}(k_1 \sin W_0) A_{x1}(k_x),$$

Отримаємо:

$$\begin{aligned} \vec{E}^\perp_{rpt} &= \frac{1}{4\pi^2} \cos W_0 \sqrt{\frac{2\pi}{r|f''(W_0)|}} \exp(i\varphi_0) \int_{-\infty}^{\infty} A_{x3}(k_x) \times \\ &\exp(-irk_x \sin \theta \cos \varphi + k_1 r f(W_0)) dk_x. \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Для взяття інтегралу (B.7) застосуємо як і в попередньому випадку метод перевалу. Позначимо: $k_y = k \sin z$, $dk_x = k \cos z dz$ і, взявши до уваги, що

$k_1 = \sqrt{k^2 - k_x^2} = k \cos z$, інтеграл, що входить до формули буде вигляду:

$$I_2 = \int_{-\infty}^{\infty} A_{x3}(k \sin z) \exp(-ikr \sin \theta \sin \varphi \sin z + rk \cos z f(W_0)) k \cos z dz. \quad (\text{B.8})$$

Застосовуючи до інтегралу (2.51) асимптотичну формулу (2.47), де позначено:

$$\begin{aligned} \varphi(z) &= A_{x3}(k \sin z) k \cos z; \\ f(z) &= -i \sin z \sin \theta \cos \varphi + f(W_0) \cos z; \\ \lambda &= kz, \end{aligned}$$

отримаємо:

$$I_2 = A_{x3}(k \sin z_0) k \cos z_0 \sqrt{\frac{2\pi}{kr|f''(z_0)|}} \exp(i\varphi_m) \times \exp[kz(-i \sin \theta \cos \varphi \sin z_0 + \cos z_0 f(W_0))], \quad (B.9)$$

де

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= \arctg \left[\frac{\sin \theta \cos \varphi}{\sin \theta \sin \varphi \sin W_0 + \cos W_0 \cos \theta} \right] \\ f''(z_0) &= i [\sin \theta \cos \varphi \sin z_0 + \cos z_0 (\sin \theta \sin \varphi \sin W_0 + \cos W_0 \cos \theta)] \\ \varphi_m &= \arg \sqrt{\frac{-1}{f''(z_0)}} \end{aligned} \right\} \quad (B.10)$$

Таким чином, розсіяне розкритом рупора поле при нормальній поляризації падаючої хвилі до площини падіння після взяття інтегралів набуде вигляду:

$$\vec{E}^{\perp}_{rpt} \approx \frac{1}{4\pi^2} \cos W_0 \sqrt{\frac{2\pi}{r|f''(W_0)|}} \exp(i\varphi_0) A_{x2}(k \sin W_0 \cos z_0) \sqrt{\frac{2\pi \cos z}{r|f''(z_0)|}} \times A_{x1}(k \sin z_0) k \cos z_0 \exp(i\varphi_m) \exp[rk(-i \sin \theta \cos \varphi \sin z_0 + \cos z_0 f(W_0))]. \quad (B.11)$$

ДОДАТОК 3.

Нові конструкції рупорних опромінювачів, які було виготовлено для зняття експериментальних даних (вимірювання ЕПР)



Рис. 3.1 Рупорний опромінювач зі зменшеним перевипромінюванням від кромки



Рис. 3.2 Рупорний опромінювач зі щілинним відведенням основної моди для зменшення перевипромінювання від апертури

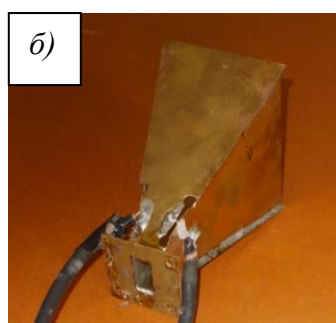
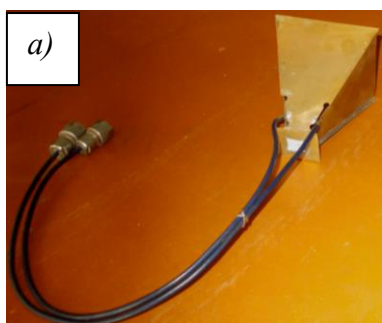


Рис. 3.3 а) рупорний Н- площинний опромінювач зі щілинним відведенням основної моди зі зменшеним перевипромінюванням від апертури

б) рупорний Е- площинний опромінювач зі щілинним відведенням основної моди зі зменшеним перевипромінюванням від апертури