

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет
імені В. Н. Каразіна

Факультет радіофізики, біомедичної
електроніки та комп'ютерних систем
Кафедра теоретичної радіофізики

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ підпис
ініціали, прізвище

“ ____ ” _____ 20__ року

Кваліфікаційна робота магістра

на тему: Розсіяння електромагнітних хвиль елементами
поверхні об'єкту складної форми

Виконав: студент II курсу магістратури, групи РР-61
спеціальності 105 Прикладна фізика та наноматеріали,
освітньо-професійна програма «Радіофізика і електроніка»

Максим НІКОЛАЄНКО

Керівник
кандидат фіз.-мат. наук, доцент
Максим ЛЕГЕНЬКИЙ

2024 рік

Анотація

Описано основні терміни радіолокації, типи систем та їх завдання. Мета роботи – аналіз розсіювання електромагнітних хвиль на поверхнях складних об'єктів, що може бути використано для зниження їх помітності. Розглянуто методи розрахунку дифракції хвиль, зокрема фацетний метод, що базується на поділі поверхні на плоскі ділянки (фацети) та врахуванні розсіювання від фацетів, їх стиків і підстильної поверхні.

Проведено аналіз компонент розсіяного поля: надано формули для плоских фацетів і стиків, розглянуто вплив геометрії об'єкта. У фінальній частині досліджено розсіювання на клинових структурах: зворотні діаграми, індикатрисы та залежності від геометричних параметрів і довжин хвиль. Визначено домінуючі компоненти розсіяного поля для різних умов.

Ключові слова: радіолокація, електромагнітне розсіювання, фацетний метод, радіолокаційна помітність об'єктів, дифракція хвиль, числові методи

Зміст

Зміст	3
Вступ	5
1. Основні поняття радіолокації	8
1.1 Основні поняття радіолокації та типи радіолокаційних систем	8
1.2 Типи радіолокаційних систем	9
2. Принципи розрахунку дифракції хвиль на складних об'єктах	18
2.1. Методи визначення ЕПР	18
2.2. Фацетний метод визначення ЕПР	19
2.3. Підготовка моделі складного об'єкта для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на ньому	21
3. Компоненти розсіяння електромагнітного поля на елементах поверхні складних об'єктів	25
3.1. Поле розсіяння на фацеті	25
3.2. Щодо розсіяння гострих кромках складних об'єктів	26
3.3. Визначення поля, що генерується нерівномірною складовою струму. Дифракційні коефіцієнти	28
3.4. Чисельний розрахунок поля, розсіяного на гострих кромках	34
3.5. Зауваження щодо врахування розсіяння на підстильній поверхні	35
3.6. План розрахунку розсіяння на складному великогабаритному об'єкті	36
4. Результати числового моделювання розсіяння хвиль на елементах поверхні складного об'єкту	39
4.1. Постановка задачі	39
4.2. Залежність від кута клину	41
4.3. Частотна залежність	42

4.4. Діаграми розсіяння для різних положень випромінюючої та приймальної антен	43
Висновки	50
Література	52

Вступ

Радіолокація є однією з основних галузей сучасної радіоелектроніки, яка має широке застосування у різних сферах людської діяльності. Вона є важливою для систем протиповітряної оборони, цивільної авіації, морської навігації та метеорології, граючи ключову роль у забезпеченні безпеки та ефективності численних процесів.

Сам термін «радіолокація» походить від латинських слів: *radiare*, що означає «випромінювати», та *locatio* — «місцезнаходження» або «розташування». Це відображає основну ідею радіолокації: визначення положення об'єктів за допомогою радіохвиль, що випромінюються або відбиваються від цих об'єктів.

Ідеї щодо використання радіохвиль для виявлення об'єктів почали з'являтися наприкінці XIX століття. У 1897 році відомий вчений Олександр Степанович Попов, який здобув популярність як винахідник радіо, проводив експерименти з бездротовим телеграфом у Фінській затоці. Під час цих досліджень він зафіксував ефект відбиття радіохвиль від об'єктів, що перебували на шляху між передавачем і приймачем. Цей ефект став основою для подальшого розвитку радіолокації.

Влітку 1897 року, під керівництвом О.С. Попова, проводилися випробування радіообладнання на морських суднах — транспортному кораблі «Європа» та крейсері «Азія». На цих суднах були встановлені передавачі і приймачі бездротового телеграфу.

Метою експериментів було забезпечення безперервного радіозв'язку між суднами. Під час їх руху поруч проходили інші кораблі та невеликий острів «Лейтенант Ільїн».

Зазначалося, що зв'язок зникає, коли між передавачем і приймачем виникають перешкоди, і відновлюється після їх усунення. Цей феномен привернув увагу дослідників, і в звіті О.С. Попова було зазначено, що перешкоди між

передавачем і приймачем можуть бути виявлені як вночі, так і в умовах туману. Це відкриття стало першим кроком у розвитку радіолокації як науки та технології.

У період між двома світовими війнами радіолокація зазнала значного розвитку, зокрема в 1930-х роках, коли було створено перші прототипи радіолокаційних станцій (РЛС). Під час Другої світової війни радіолокація стала одним із основних факторів у військових діях, оскільки дозволяла виявляти ворожі літаки та кораблі на великих відстанях та у будь-яких погодних умовах.

У сучасному світі радіолокація знаходе застосування в багатьох галузях науки та техніки.

- ❖ Військова сфера:
 - Виявлення та супровід повітряних, наземних і морських цілей.
 - Управління засобами протиповітряної оборони.
- ❖ Цивільна авіація:
 - Забезпечення безпеки польотів.
 - Управління повітряним рухом.
- ❖ Морська навігація:
 - Виявлення суден.
 - Навігація в складних погодних умовах.
- ❖ Метеорологія:
 - Прогнозування погодних явищ.
 - Спостереження за атмосферними процесами.
- ❖ Транспорт:
 - Забезпечення безпеки руху.
 - Системи контролю швидкості.
- ❖ Медицина:
 - Діагностика внутрішніх органів за допомогою радіохвиль.

З огляду на постійний розвиток технологій та зростання вимог до точності та надійності радіолокаційних систем, надзвичайно важливим є дослідження нових методів і вдосконалення існуючих систем. Це дозволить:

- Підвищити ефективність роботи РЛС.
- Розширити їх функціональні можливості.
- Збільшити області застосування.

Для розробки ефективних радіолокаційних засобів та для маскуванню техніки від радіолокації необхідні методи визначення характеристик помітності об'єктів.

Такі методи можуть бути теоретичними (розрахунковими) або експериментальними. Застосування експериментальних методів стикається зі складнощами пов'язаними із необхідністю використання складного та коштовного обладнання, необхідністю створення відповідних умов, що інколи є фізично неможливим, а також із необхідністю проведення великої кількості вимірювань для схожих об'єктів та умов. Тому для визначення помітності складних об'єктів ефективніше використовувати теоретичні підходи. Такі підходи можуть базуватися на аналітичних строгих методах або на чисельних підходах, які інколи пов'язані із врахуванням деяких фізичних допущень. Використання строгих аналітичних методів для типових радіолокаційних підходів є неможливим через складну геометричну будову поверхні таких об'єктів. Використання чисельних методів обходить це обмеження, однак стикається з іншим: для отримання достатньо точних результатів із застосуванням чисельних методів необхідно розділити досліджуваний об'єкт (для радіолокаційних задач зазвичай його поверхню) на фрагменти і провести розрахунки для кожного із таких фрагментів, розміри фрагментів повинні бути близькими до довжини хвилі. Але розміри типових радіолокаційних цілей є суттєво більшими за довжину хвилі електромагнітного поля, що використовується для їх опромінення, що призводить до необхідності проведення розрахунків на величезній кількості фрагментів, що інколи є неможливим навіть для сучасних суперкомп'ютерів.

В даній роботі пропонується дослідити розсіюючі властивості елементів поверхні складних радіолокаційних об'єктів задля виявлення фізичних особливостей зазначеного процесу та побудови порівняно простих моделей такого розсіювання, використання яких дозволить швидко та ефективно враховувати вплив геометричних перетворень поверхні складного об'єкта та варіювання його електродинамічних властивостей на сумарну помітність такого об'єкта задля розробки алгоритмів ефективного маскуванню таких об'єктів.

1. Основні поняття радіолокації

1.1 Основні поняття радіолокації та типи радіолокаційних систем

Для глибокого розуміння принципів радіолокації важливо ознайомитися з основними термінами та визначеннями, що використовуються в цій сфері.

Радіолокація — це процес сканування простору з метою отримання інформації про місцезнаходження об'єктів (цілей) та їх характеристики за допомогою радіохвиль.

Цілі — об'єкти, що виявляються за допомогою радіолокаційних систем. Це можуть бути літаки, кораблі, ракети, автомобілі та інші рухомі або нерухомі об'єкти.

Радіолокаційний сигнал — сигнал, що використовується для виявлення та визначення характеристик цілей. Радіолокаційний сигнал може бути:

- о Відбитим сигналом: сигнал, випромінюваний радіолокатором, відбивається від цілі і приймається приймачем.
- о Перевипроміненим сигналом: ціль ретранслює отриманий сигнал назад до приймача.
- о Власним випромінюванням цілі: ціль самостійно випромінює радіосигнали (наприклад, теплове випромінювання або радіопередавач на борту).

Зондуючий сигнал — електромагнітний сигнал, який випромінюється радіолокатором для сканування простору та виявлення цілей.

Обробка радіолокаційних сигналів — це комплекс операцій, що включає прийом, фільтрацію, аналіз і відображення інформації про цілі.

1.2 Типи радіолокаційних систем

Залежно від способу формування та прийому радіолокаційних сигналів розрізняють кілька типів радіолокаційних систем.

Активні радіолокаційні станції (РЛС) функціонують за принципом активного випромінювання (див. Рис. 1. 1). Вони самостійно генерують і направляють зондуючий сигнал у бік об'єкта, що досліджується. Коли цей сигнал досягає цілі, він відбивається від її поверхні та повертається назад до приймального пристрою РЛС.

У приймачі сигнал проходить процес обробки, який включає аналіз часу затримки, частоти, інтенсивності та інших характеристик відбитого сигналу. Це дозволяє визначити ключові параметри цілі, зокрема її відстань до станції, швидкість руху, розміри, форму та інші характеристики.

Такий підхід забезпечує високу точність і ефективність активних РЛС, що робить їх незамінними у військових, аерокосмічних і цивільних застосуваннях, таких як управління повітряним рухом, спостереження за погодою, морська навігація та багато інших сфер.

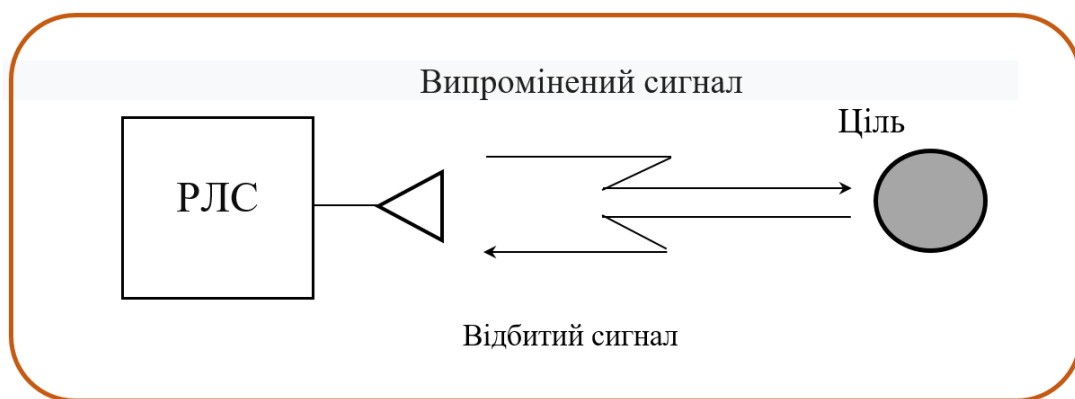


Рис. 1. 1 Візуальне зображення роботи активної радіолокації.

Цей підхід широко застосовується і лежить в основі більшості сучасних радіолокаційних систем, включаючи авіаційні РЛС, наземні системи протиповітряної оборони та інші.

Пасивні радіолокаційні станції (РЛС) функціонують без випромінювання власних зондуючих сигналів. Вони працюють шляхом прийому електромагнітного випромінювання, яке або виходить від самих об'єктів, або відбивається від них, використовуючи сторонні джерела сигналу.

Джерела випромінювання, які використовують пасивні РЛС, можна поділити на дві категорії:

- **Природні джерела:** випромінювання, що виникає через природні явища, наприклад, теплове випромінювання об'єктів, космічне фонове випромінювання, блискавки або інші атмосферні явища.
- **Штучні джерела:** сигнали, створені людиною, наприклад, радіо- і телевізійні передачі, випромінювання від базових станцій мобільного зв'язку, навігаційних систем, радіолокаторів або інших електронних пристроїв.

Пасивні РЛС знаходять застосування в умовах, коли потрібно зберігати радіолокаційну непомітність, наприклад, у військових операціях для уникнення виявлення. Також вони ефективні у випадках, коли об'єкти, які досліджуються, самі є джерелами випромінювання, наприклад, в ситуаціях, пов'язаних з виявленням джерел радіоперешкод або інших активних електромагнітних сигналів.

Завдяки своїй непомітності та залежності від зовнішніх джерел сигналів, пасивні РЛС є важливим інструментом для спостереження, моніторингу та аналізу електромагнітного середовища.

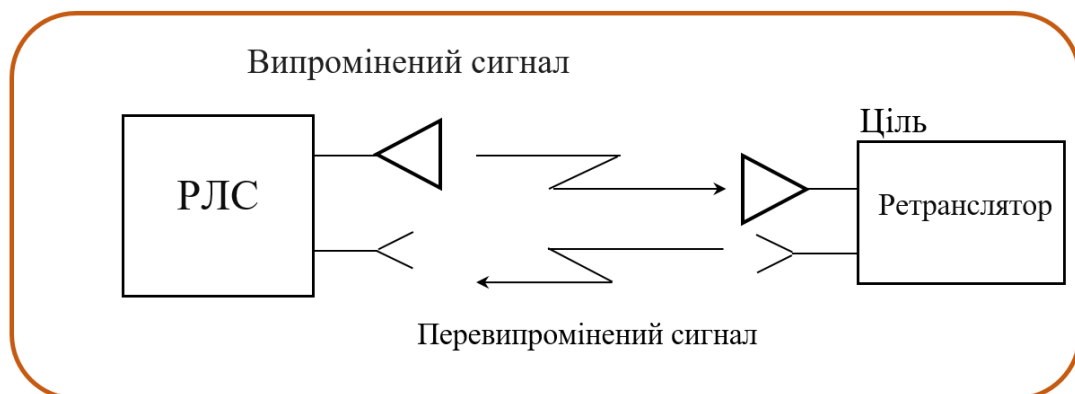


Рис. 1.2 Візуальне представлення принципу активної радіолокації із застосуванням активної відповіді.

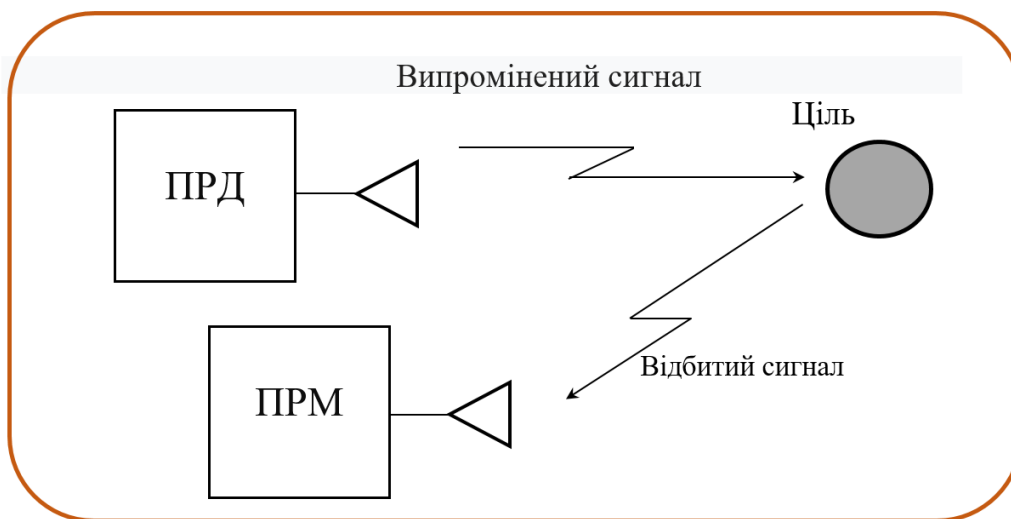


Рис. 1. 3. Візуальне зображення принципу напівактивної радіолокації.

У напівактивних радіолокаційних станціях (РЛС) реалізується змішаний метод роботи. Станція генерує зонduючий сигнал, який після відбиття від цілі перевипромінюється спеціальним пристроєм — транспондером, встановленим на борту об'єкта. Це дозволяє підвищити точність визначення координат і характеристик цілі завдяки посиленню та модифікації відбитого сигналу.

У системах радіолокації з активною відповіддю на борту цілі розташовується активний передавач, здатний генерувати спеціальний сигнал у відповідь на запит РЛС. Такий підхід забезпечує більш надійний зв'язок між станцією та об'єктом, а також значно підвищує точність у визначенні параметрів цілі, таких як координати, швидкість і напрямок руху.

Основні завдання, які стоять перед радіолокаційними системами:

1. Виявлення цілі: розпізнавання наявності корисного сигналу серед шумів і сторонніх перешкод.
2. Розрізнення цілей: здатність ідентифікувати кілька об'єктів, навіть якщо вони знаходяться на близькій відстані один від одного.
3. Вимірювання параметрів сигналу: визначення ключових характеристик цілі, таких як дальність, азимут, висота, а також параметри її руху — швидкість і напрямок.

4. Розпізнавання та класифікація цілей: ідентифікація типу об'єкта (наприклад, літак, вертоліт, корабель чи автомобіль) на основі аналізу спектральних, амплітудних і тимчасових характеристик сигналу.

Переваги напівактивних систем та систем з активною відповіддю:

- Висока точність: можливість отримувати більш детальну інформацію про параметри цілі.
- Стійкість до перешкод: перевипромінювання та активна відповідь дозволяють знизити вплив зовнішніх факторів на якість сигналу.
- Широкий спектр застосувань: ці методи використовуються в авіації, космічних дослідженнях, морській навігації та оборонних системах для забезпечення безпеки і точності операцій.

Ці системи є важливим етапом у розвитку сучасної радіолокації, поєднуючи ефективність, точність і гнучкість у вирішенні складних завдань моніторингу та контролю простору.

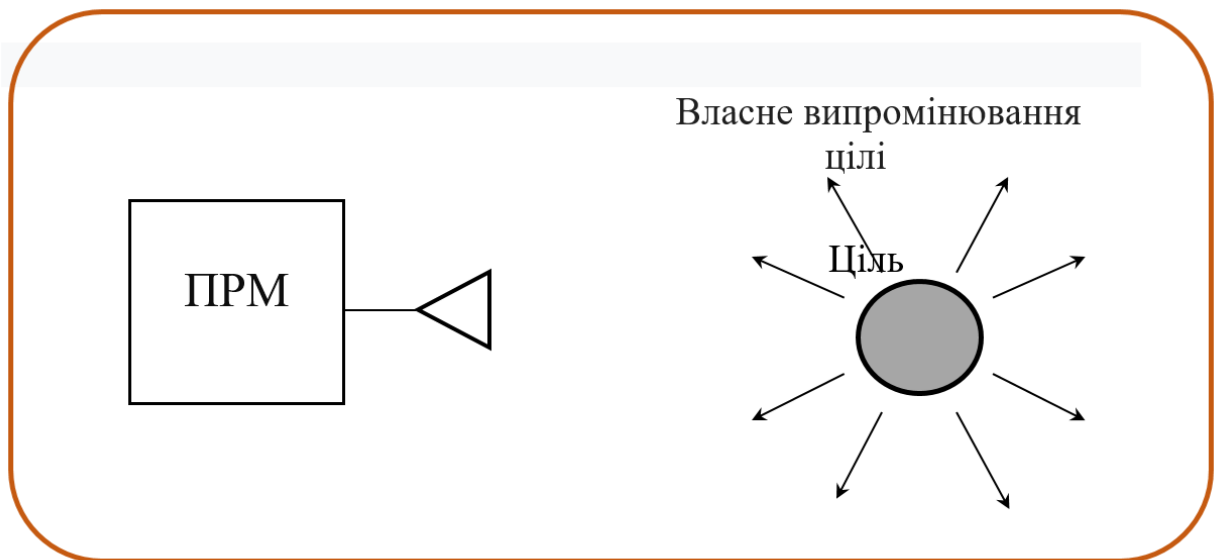


Рис. 1. 4 Візуальне відображення принципу роботи пасивної радіолокації.

Радіолокаційні системи можна також поділити за їх функціональним призначенням, яке визначає основні завдання та сфери використання. Однією з таких груп є РЛС типу "повітря — повітря", що зазвичай встановлюються на

літальних апаратах. Їх головна функція — виявляти та супроводжувати повітряні об'єкти. Наприклад, це можуть бути авіаційні РЛС, встановлені на винищувачах для перехоплення цілей, або системи для авіаційної розвідки.

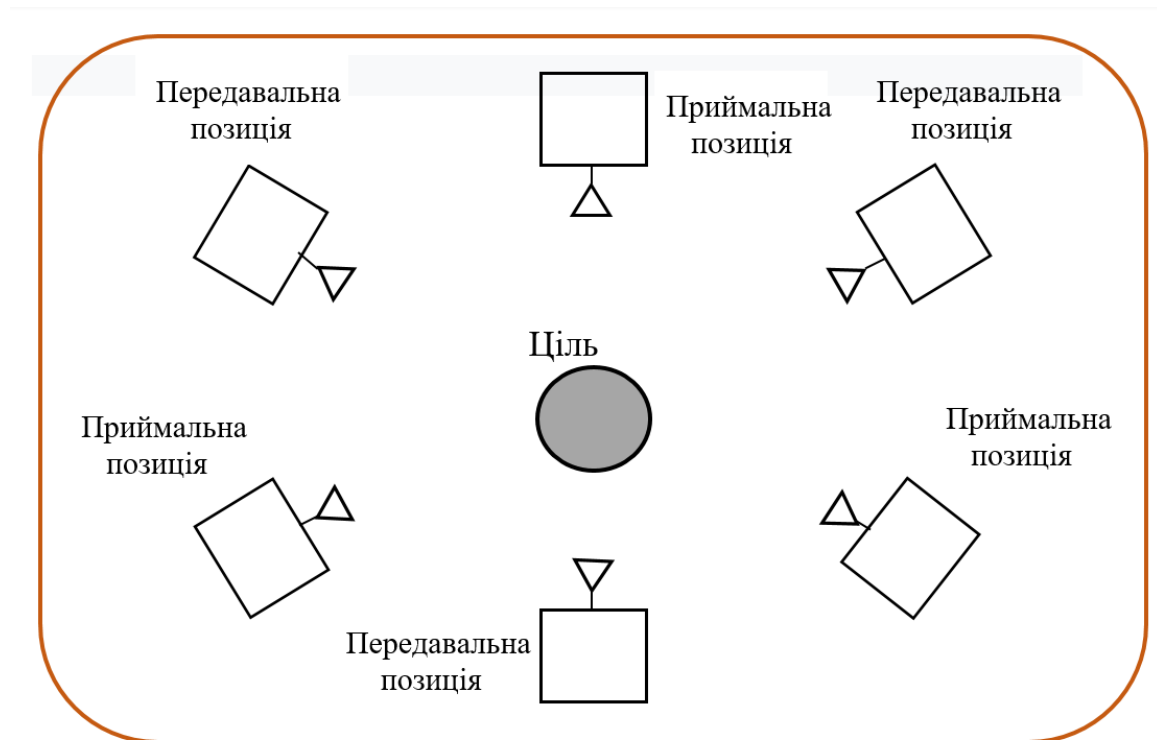


Рис. 1. 5 Багатопозиційна радіолокаційна система, що включає в себе мережу передавальних і приймальних станцій.

Інший тип систем — РЛС класу "повітря — поверхня", призначений для отримання радіолокаційних зображень земної поверхні, з метою виявлення наземних об'єктів. Такі системи можуть включати бортові РЛС огляду землі або спеціалізовані системи для спостереження за наземними об'єктами.

РЛС класу "поверхня — повітря" встановлюються на земній поверхні та використовуються для виявлення повітряних цілей. Це можуть бути стаціонарні радіолокаційні станції для протиповітряної оборони або системи, які забезпечують управління повітряним рухом.

Нарешті, РЛС класу "поверхня — поверхня" застосовуються для виявлення цілей на землі чи в морському середовищі. Такі системи включають радіолокаційні станції для огляду летовищ або берегові РЛС для спостереження за морськими чи наземними об'єктами. Усі ці системи мають важливу роль у різних сферах, таких як оборона, транспорт і спостереження.

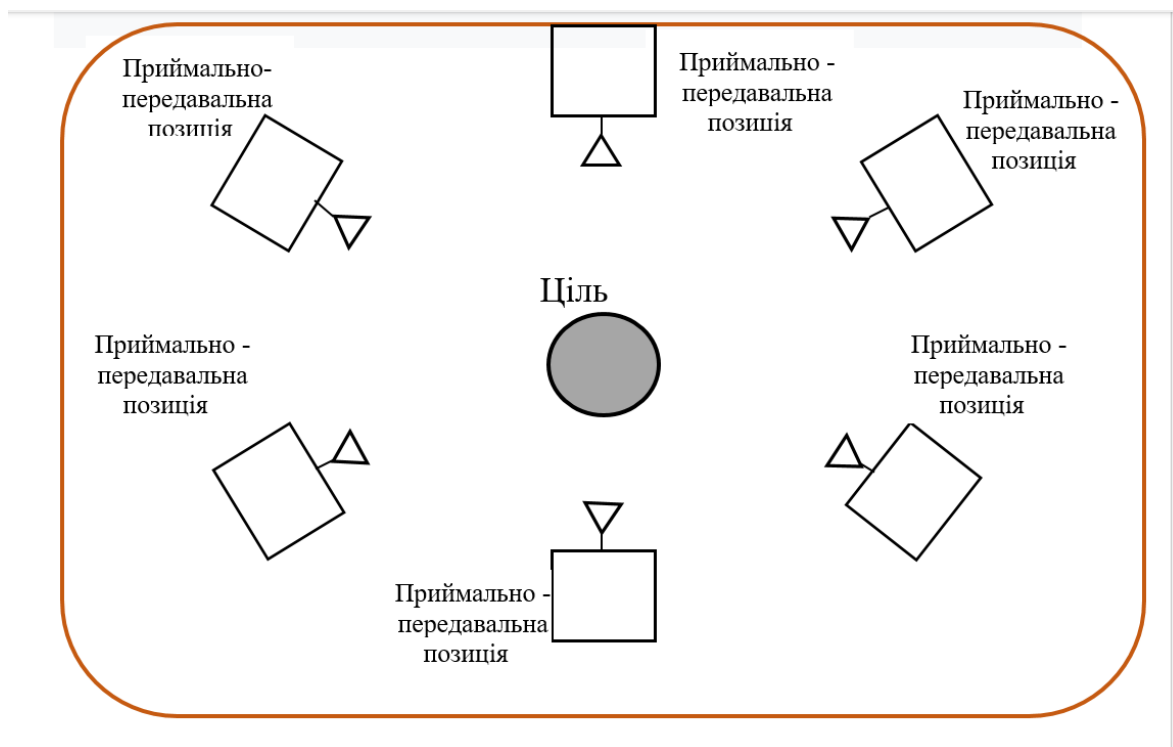


Рис. 1. 6 Багатопозиційна радіолокаційна система, яка включає мережу приймальних і передавальних станцій.

Радіолокаційні системи можуть бути класифіковані залежно від розташування передавача та приймача. В однопозиційних РЛС передавач і приймач знаходяться в одній точці, що дозволяє здійснювати передачу та прийом сигналу з одного місця. Це підходить для застосувань, де достатньо локального обслуговування та невеликої зони покриття.

Натомість багатопозиційні РЛС мають передавач і приймач, розташовані в різних точках простору, що дозволяє значно розширити їх функціональні можливості. Така система забезпечує кращу охопленість і може виконувати складніші завдання. Багатопозиційні системи поділяються на двопозиційні

(бістатичні), де використовуються один передавач і один приймач, що розташовані в різних місцях, і більш складні багатопозиційні РЛС, які включають кілька передавачів та приймачів, що рознесені в просторі. Це дозволяє підвищити точність і стійкість системи до перешкод.

Однією з головних переваг багатопозиційних радіолокаційних систем є підвищена точність у визначенні координат цілей, оскільки різноманітні радіолокаційні лінії дозволяють створювати більш детальну картину ситуації. Такі системи також мають вищу стійкість до перешкод і завад, оскільки сигнали можуть надходити з кількох джерел, що дозволяє уникати блокувань або спотворень. Крім того, багатопозиційні РЛС дозволяють ефективно виявляти малопомітні або низько летючі цілі, що значно підвищує їх ефективність у військових і цивільних застосуваннях.

Окрім загальних радіолокаційних систем, існують також спеціалізовані РЛС, які розроблені для вирішення конкретних завдань. Наприклад, медичні радіолокаційні системи використовуються для діагностики стану організму людини, зокрема для виявлення різних патологій чи моніторингу здоров'я. Георадіолокатори застосовуються для пошуку об'єктів, що знаходяться під землею або приховані іншими перешкодами, що має велике значення в археології, будівництві та геології. Космічні радіолокаційні системи призначені для спостереження за об'єктами в космосі та вивчення атмосфери Землі, що важливо для кліматичних досліджень, моніторингу космічного простору та захисту від космічних загроз.

Таким чином, різноманіття типів РЛС дозволяє їх ефективно використовувати у різних сферах діяльності, вирішуючи широкий спектр завдань з високою точністю та надійністю.

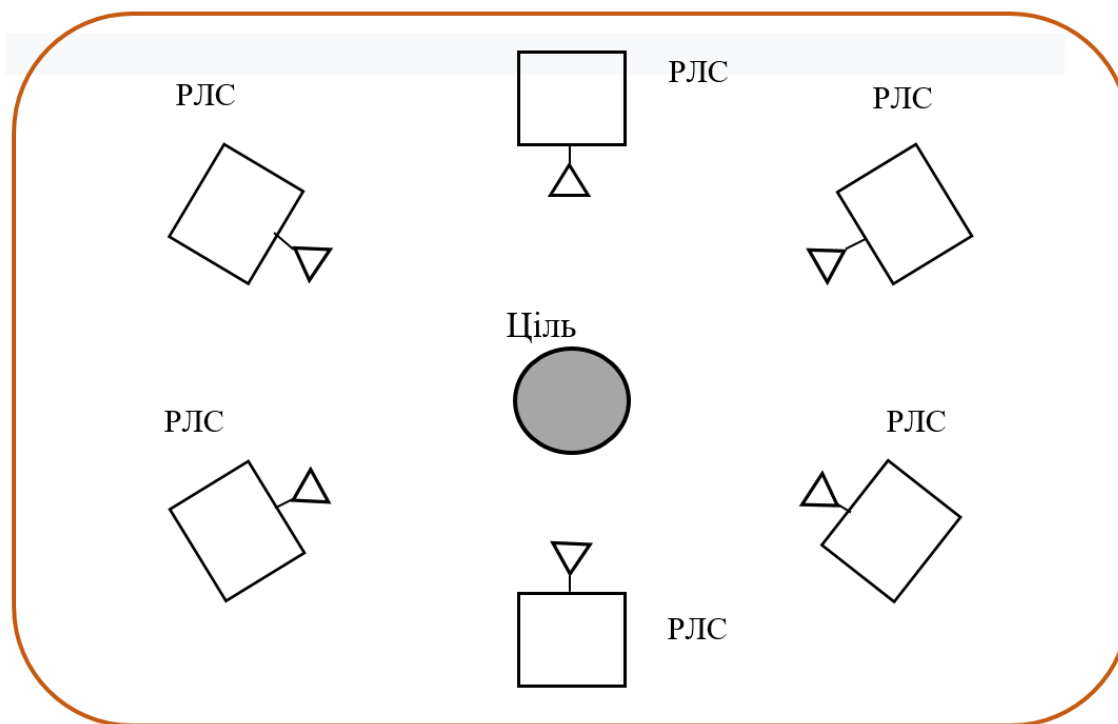


Рис. 1. 7 Багатопозиційна радіолокаційна система, що складається з мережі радіолокаційних станцій.

У ряді випадків кілька радіолокаційних систем можуть об'єднуватися в єдиний радіолокаційний комплекс, що створює інтегровану або багатофункціональну систему. Такі комплекси мають значно більший потенціал, оскільки поєднують можливості різних типів РЛС, що дозволяє вирішувати широкий спектр задач одночасно. Це може включати виявлення і супровід цілей, моніторинг ситуації на великих відстанях, управління повітряним рухом, протиповітряну оборону, а також спостереження за наземними і морськими об'єктами.

Інтеграція декількох радіолокаційних систем дозволяє забезпечити високий рівень точності, надійності та оперативності. Вони можуть працювати в тандемі для досягнення більш детальної інформації про ситуацію на різних рівнях, наприклад, поєднуючи РЛС, що працюють на різних частотах, або використовуючи різні методи радіолокації — активну та пасивну.

Багатофункціональні комплекси можуть мати в своєму складі як класичні радіолокаційні станції для виявлення і відстеження цілей, так і додаткові підсистеми

для аналізу та обробки даних, інтеграції з іншими типами сенсорних систем (наприклад, оптико-електронними або інфрачервоними сенсорами), що значно розширює їх можливості. Це робить такі комплекси незамінними для складних військових операцій, а також для цивільних задач, таких як управління авіаційним рухом, моніторинг природних катастроф або пошуково-рятувальні операції.

Таким чином, об'єднання різних радіолокаційних систем в єдиний комплекс дозволяє не тільки покращити ефективність, але й забезпечити адаптивність і гнучкість при вирішенні різноманітних завдань, забезпечуючи кращу взаємодію і координацію між різними видами радіолокаційної техніки.

2. Принципи розрахунку дифракції хвиль на складних об'єктах

2.1. Методи визначення ЕПР

Для точного визначення ефективної площі розсіювання (ЕПР) складних об'єктів не існує універсального методу, який би враховував усі аспекти їхньої геометрії, матеріалів та умов опромінення. Це пов'язано зі складністю геометрії об'єктів і різноманіттям фізичних явищ, що впливають на процес розсіювання електромагнітних хвиль.

Обмеження методів

- **Точні методи розрахунку** дають високий рівень точності, але застосовні лише до об'єктів невеликих розмірів, оскільки складність обчислень зростає експоненціально зі збільшенням електричного розміру об'єкта.
- **Асимптотичні методи**, такі як геометрична або фізична оптика, метод реберних струмів, підходять для аналізу великих об'єктів, але їхня точність знижується в разі складної геометрії, малих розмірів чи ковзних кутів опромінення.

Комбінований підхід

Для забезпечення достовірності розрахунків ЕПР складних об'єктів і великих електричних розмірів використовують комбінований підхід, який поєднує різні методи:

1. Чисельні модифікації точних методів

Ці методи застосовуються для аналізу окремих компонентів складної форми. Наприклад, вони дозволяють врахувати специфічні електрофізичні властивості матеріалів і локальні особливості поверхні.

2. Асимптотичні методи

Використовуються для моделювання великих елементів, таких як корпуси літальних апаратів. Зокрема:

- о **Геометрична оптика** ефективна для відбиття хвиль від великих гладких поверхонь.
- о **Фізична оптика** використовується для розрахунку розсіювання на криволінійних поверхнях.
- о **Метод реберних струмів** забезпечує опис явищ, пов'язаних із дифракцією на ребрах і кутах.

3. Емпіричні підходи

Придатні для моделювання специфічних компонентів, таких як порожнини, щілини та поверхневі хвилі. Ці методи базуються на експериментальних даних і дозволяють зробити оцінки там, де аналітичні методи безсилі.

4. Експериментальні дані

У випадках, коли математичне моделювання складне або недостатньо точне (наприклад, для антенних систем), розрахунки доповнюються результатами експериментальних досліджень. Це дозволяє підвищити точність моделі.

Практичне значення

Застосування такого інтегрованого підходу дозволяє враховувати всі ключові аспекти розсіювання хвиль. Це особливо важливо в задачах проектування літальних апаратів, зокрема для зменшення їхньої радіолокаційної помітності, аналізу взаємодії з хвильовими полями або оптимізації антенних систем.

2.2. Фацетний метод визначення ЕПР

Пропонується застосувати комплексний підхід до розрахунків ефективної площі розсіювання (ЕПР) літальних апаратів, який охоплює кілька ключових етапів:

1. **Розподіл об'єкта на складові елементи** – на цьому етапі проводиться поділ літального апарата на окремі прості компоненти, враховуючи їх основні особливості, такі як гладкі поверхні, ребра, порожнини та інші характерні елементи конструкції.
2. **Визначення зон освітлення та затінення** – аналізуються ділянки поверхонь, які перебувають під дією електромагнітного випромінювання, і ті, що затінені, що дозволяє деталізувати розрахунки.
3. **Моделювання форми та електрофізичних властивостей** – кожен компонент об'єкта аналізується з точки зору геометричної форми та електрофізичних характеристик матеріалів, з яких він виготовлений.
4. **Оцінка ЕПР окремих компонентів** – на основі отриманих даних розраховується ефективна площа розсіювання кожної складової частини літального апарата.
5. **Розрахунок внеску від багаторазових відбиттів** – враховується взаємодія електромагнітних хвиль, які відбиваються від різних частин об'єкта, що впливає на загальну ЕПР.
6. **Інтеграція результатів** – результати розрахунків для окремих компонентів підсумовуються з урахуванням впливу багаторазових відбиттів. За необхідності проводяться коригування на основі експериментальних вимірювань і точних розрахунків.

Такий підхід дозволяє отримати максимально точну оцінку ЕПР літальних апаратів, що є критично важливим для їх проектування та оптимізації.

Сумарна ЕПР за визначенням розраховується за допомогою формули

$$= 4 \lim_{R \rightarrow \infty} R^2 \frac{|E|^2}{|E_i|^2} \quad (2.1)$$

У випадку, якщо виникне необхідність додавання до результату розрахунку за допомогою виразу (2.1) інших експериментальних або теоретичних даних, то слід враховувати інформацію про фази розсіяних полів. Сумарна ЕПР при цьому визначатиметься через n -ті ЕПР σ_n та фази поля ϕ_n за формулою
$$= \left| \sum_n \sqrt{\sigma_n} e^{j\phi_n} \right|^2.$$

У випадку, якщо інформація про фазу компонентів відсутня, точне врахування зазначених складових у сумарній ЕПР є неможливим, отже, можна провести лише оцінку середнього значення ЕПР
$$= \left| \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{n=1}^n |E_n|^2} \right|.$$

2.3. Підготовка моделі складного об'єкта для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на ньому

Головною проблемою при створенні моделі, що описує радіолокаційні характеристики складних об'єктів, залишається побудова геометричної моделі із високою точністю. Така точність є критично важливою для вирішення електродинамічних задач, пов'язаних із розсіюванням електромагнітних хвиль. Раніше підходи до формування геометричних моделей базувалися на аналітичному описі поверхонь, що створюють складні тривимірні конфігурації об'єкта. Проте вони мали обмеження: відсутність методів для адекватного опису природного чи антропогенного оточення значно ускладнювала моделювання.



Рис. 2. 1 Блок-схема алгоритму побудови цифрової геометричної моделі складних об'єктів.

Сьогодні завдяки сучасному програмному забезпеченню з'явилася можливість створювати "фасетні" геометричні моделі. Ці моделі є сукупністю елементарних площин (фасетів), які точно описують складну форму об'єкта. Вони стають відправною точкою для розрахунку радіолокаційних характеристик, забезпечуючи більшу гнучкість і точність моделювання. Окрім цього, сучасні підходи дозволяють враховувати вплив оточення, створюючи більш реалістичні сценарії для аналізу ефективної площі розсіювання об'єкта.

Впровадження таких методів відкриває нові можливості для оптимізації конструкцій і підвищення прихованості об'єктів у складних умовах радіолокаційного спостереження.

На Рис. 2. 1 представлено структуру алгоритму створення геометричної моделі, яка використовується для аналізу радіолокаційних характеристик складних об'єктів. Ця модель, побудована із застосуванням сучасних технологій, є основою для вирішення широкого спектра задач радіолокації.

Більшість сучасних систем автоматизованого проектування (САПР) подають поверхню об'єкта у вигляді триангулярної сітки. У такій сітці локальними елементами є плоскі трикутники, вершини яких точно розташовані на поверхні об'єкта. Це дозволяє з високою точністю відображати складні просторові форми, необхідні для електродинамічних розрахунків.

Опис локальних елементів сцени здійснюється за допомогою об'єктно-орієнтованих структур даних. Для створення єдиної цифрової геометричної моделі сцени використовуються три базові структури:

1. **Структура "точка"** – представляє окрему точку, яка розташована на поверхні об'єкта та слугує вершиною плоского трикутника.
2. **Структура "трикутник"** – описує трикутний елемент, який є базовим примітивом для побудови поверхні.
3. **Структура "ребро"** – відображає пряму лінію, що з'єднує дві точки, і є спільною для двох суміжних трикутників.

Цифрова модель сцени формується як сукупність масивів екземплярів цих структур. Розмірність масивів визначає загальну кількість точок, трикутників і ребер у моделі, а індекс кожного елемента в масиві відповідає його порядковому номеру.

При аналізі радіолокаційних характеристик сцени враховуються всі видимі для РЛС елементи (трикутники та ребра). Розрахунок дифракційного поля розсіювання здійснюється шляхом когерентного підсумовування полів, які розсіюються окремими елементами. Це включає також внесок від фонових утворень, що дозволяє створити повну картину взаємодії електромагнітних хвиль із об'єктом у складних умовах.

Застосування такого підходу значно розширює можливості моделювання, забезпечуючи високу точність і деталізацію геометричних моделей, які враховують як основний об'єкт, так і його оточення. Це особливо важливо для вирішення задач із мінімізації радіолокаційної помітності або оцінки відбиваючих характеристик об'єктів у реальних умовах.

Сумарне поле розсіяння для побудованої моделі розраховується за допомогою підсумовування із урахуванням фази (когерентне підсумовування) полів розсіяння для різних елементів досліджуваного об'єкта та тла, на якому його розташовано, при аналізі наземних об'єктів.

Зазначене сумарне поле визначається як сума різних компонент:

$$E = E_{ff} + E_{ef} + E_{bf} + E_{rf} + E_{rbf}, \quad (2.2)$$

де E_{ff} – поле, розсіяне гладкою частиною об'єкта, що розраховується у наближенні фізичної оптики; E_{ef} – поле, що розсіюється стиками між різними фацетами, які відповідають реальним вигинам моделі, дана компонента отримується із застосуванням методу крайових хвиль; E_{bf} – поле, розсіяне підстильною поверхнею, може бути випадковим у випадку шорсткуватої поверхні; E_{rf} – поле, що створюється як наслідок взаємодії поля, розсіяного якимись елементами поверхні складного об'єкта, із іншими частинами поверхні об'єкта (перевідбиття); E_{rbf} – поле,

що створюється внаслідок перевідбиття хвиль між елементами поверхні досліджуваного об'єкта та елементами підстильної поверхні.

В наступному розділі буде докладно розглянуто алгоритми для розрахунку першої та другої складових із формули (2.2), які є визначальними для сумарного розсіяного складним об'єктом поля, і, як наслідок, достатньо повно характеризують дифракційні характеристики досліджуваного об'єкта.

3. Компоненти розсіяння електромагнітного поля на елементах поверхні складних об'єктів

3.1. Поле розсіяння на фацеті

Перша складова у виразі (2.2) E_{ff} утворюється внаслідок когерентного складання полів розсіювання, створених усіма плоскими трикутними елементами (фацетами), які формують поверхню.

Для визначення поля розсіювання, яке генерує окремий елемент гладкої частини поверхні складного об'єкта, застосовується метод фізичної оптики. Цей метод ґрунтується на використанні інтеграла Стреттона-Чжу [1], що забезпечує точний опис хвильових процесів на поверхні. Щоб спростити обчислення інтеграла, використовується метод Гордона [2], завдяки якому вираз для поля, розсіяного окремим трикутним елементом, набуває конкретної математичної форми.

$$E_{pac}(r_s) = A e^{ik(R_i + R_s)} \left(T E_{0s} \right) \frac{D_i}{4} \frac{R_i R_s}{|q|^2}, \quad (3.1)$$
$$D_i = (q \cdot (a_{i+1} - a_i)) \operatorname{sinc}(kq \cdot (a_{i+1} - a_i)/2) e^{-ikq \cdot (a_{i+1} - a_i)/2},$$

тут A – амплітуда зондувального сигналу, T – векторний множник, що залежить від поляризації падаючої хвилі, кута падіння хвилі на поверхню та електродинамічних властивостей поверхні розсіюючого тіла, a – вектор, який спрямовано із центра фацета до однієї із його вершин (вважається, що це напрям вісі X в локальній системі координат фацета; при цьому вісь Y спрямовано вздовж нормалі до його поверхні, а напрям вісі Z визначається із векторного добутку ортів осей X та Y), q позначено проекцію вектора $q = r_s - r_i$ на площину фацета (тобто вектор складений із його X та Z компонент), k – хвильове число падаючої електромагнітної хвилі, R_i та R_s – відстані від центра фацета до передавальної та приймальної антени, відповідно.

Поляризація падаючої електромагнітної хвилі може бути довільною. Для її врахування вектор поляризації падаючої хвилі представляють через вектор із

горизонтальною поляризацією (лежить в площині падіння) та векторі із вертикальною поляризацією (є перпендикулярним до площини падіння)

$$E = E_h + E_v. \quad (3.2)$$

Таке представлення поляризаційного вектора падаючої хвилі дозволяє врахувати різні типи поляризації хвилі. Із використанням виразу для E (3.2), поляризаційний множник із рівняння (3.1) представляється наступним чином:

$$\begin{aligned} T &= T_h + T_v, \\ T_h &= (f_h - 1)(H_i Y_0) Z_0 - (1 + f_h)(E_i Z_0)(E_i Z_0) p, r_s, \\ T_v &= (1 + f_v)(H_i Z_0) p - (1 - f_v)(E_i Y_0)(Y_0 p) r_s, Z_0, \end{aligned} \quad (3.3)$$

де $p = n, Z_0$, θ – кут падіння хвилі на площину фацета.

В цілому розсіяння поля на пласких фігурах різної форми є досить докладно дослідженою темою (див. наприклад [3]), тому в цій роботі обмежимося вищенаданим описом з цього приводу.

3.2. Щодо розсіяння гострих кромках складних об'єктів

Розсіяне полем від певного тіла можна приблизно визначити, використовуючи закони геометричної оптики, принцип Гюйгенса–Френеля, а також формули Кірхгофа та Котлера.

У квазіоптичному підході найпоширенішим методом розрахунку є застосування принципу Гюйгенса–Френеля у формулюванні Кірхгофа та Котлера, відомого як наближення фізичної оптики. Цей метод можна описати так. Розглянемо, як плоска електромагнітна хвиля падає на ідеально провідне тіло, розташоване у вільному просторі. У рамках наближення фізичної оптики вважається, що поверхнева густина струму, яку створює ця хвиля на освітленій частині поверхні тіла, дорівнює

$$j^0 = \frac{c}{2} n, H_0, \quad (3.4)$$

де c — швидкість світла у вакуумі, n — зовнішня нормаль до поверхні тіла, H^0 — магнітне поле падаючої хвилі. На затіненій поверхні тіла (сторона тіла, яка є протилежною до напрямку, з якого падає хвиля) поверхневий струм (3.4) при цьому вважається рівним нулю $j^0 = 0$.

Формула (3.4) вказує, що на кожній ділянці освітленої поверхні тіла виникає струм, аналогічний тому, який збуджується на дотичній до цієї ділянки нескінченній ідеально провідній площині. Подальше розрахування розсіяного поля, спричиненого таким струмом (3.4), виконується за допомогою рівнянь Максвелла.

Однак на практиці струм, індукований на поверхні тіла, буде відрізнятися через викривлення поверхні. Тому точний вираз для поверхневої густини струму має інший вигляд

$$j = j^0 + j^1, \quad (3.5)$$

де j^1 — поверхнева густина додаткового струму виникає через викривлення поверхні, яке включає будь-які відхилення від нескінченної площини, такі як плавні вигини, злами, виступи чи отвори. Якщо тіло має гладку випуклу форму, а його розміри та радіуси кривизни значно більші за довжину хвилі, то додатковий струм здебільшого концентрується поблизу межі між освітленою і затіненою зонами поверхні.

У випадках, коли тіло має краї, злами чи гострі кути, додатковий струм з'являється і в їхній близькості. Його густина стає порівнянною з густиною основного струму лише на відстанях, близьких до довжини хвилі від цих елементів. Отже, якщо розміри тіла значно перевищують довжину хвилі, зони концентрації додаткових струмів займають лише невелику частину його поверхні.

Оскільки плоска хвиля збуджує на ідеально провідній площині струм, рівномірно розподілений по її поверхні (з постійною за величиною густиною), вектор j^0 можна назвати «рівномірною» складовою поверхневого струму. Натомість

додатковий струм j^1 , який виникає через викривлення поверхні тіла, називають «нерівномірною» складовою струму.

У межах наближення фізичної оптики враховується лише рівномірна частина струму, що пояснює, чому цей метод у деяких випадках дає неточні результати. Для підвищення точності розрахунків необхідно брати до уваги й нерівномірну частину струму. Докладніше з цією темою можна ознайомитись за посиланням [5].

3.3. Визначення поля, що генерується нерівномірною складовою струму. Дифракційні коефіцієнти

Для характеристики поля, яке генерується нерівномірною частиною струму, застосовуються як точні, так і наближені вирази для дифракційного поля, що представлені у вигляді інтегралів у комплексній площині. Точний вираз надає загальну картину поля, в той час як наближений розв'язок дозволяє спростити обчислення, але може бути менш точним в певних умовах. Для того щоб визначити поле, яке безпосередньо створюється саме нерівномірною частиною струму, необхідно відняти наближений вираз від точного. Це дозволяє отримати результат, який описує тільки ті складові поля, які обумовлені нерівномірним розподілом струму. Різниця між цими виразами виявляється у вигляді інтегралів, що мають характер певних функцій у комплексній площині. Вони дозволяють враховувати складні аспекти взаємодії струму з електричним і магнітним полем, надаючи точніші прогнози для дифракції і розповсюдження хвиль.

$$p(\alpha, \beta, \gamma, \delta) e^{ikr \cos \theta} \quad (3.6)$$

Інтеграли вигляду (3.6) при заміні змінної на $s = \sqrt{2} e^{i\frac{\pi}{4}} \sin \frac{\theta}{2}$ перетворюються на інтеграли

$$e^{ikr} q(\alpha, \beta, \gamma, \delta) e^{-ikrs^2} \quad (3.7)$$

і можуть бути приблизно обчислені методом перевалу.

Для цього розкладемо функцію $q(s)$ із формули (3.7) до ряду Тейлора

$$q(s) = q_0 + q_1 s + q_2 s^2 \quad (3.8)$$

Зауважимо, що розкладання (3.8) не має сенсу лише в окремих випадках

$$\begin{aligned} &= 0 \quad \text{при} \quad \theta_0 = 0, \\ &= 2 - \theta_0 \quad \text{при} \quad \theta_0 = \pi \end{aligned} \quad (3.9)$$

коли напрям спостереження (θ) збігається з напрямом поширення падаючої хвилі (θ_0) , що ковзає вдовж однієї з граней клину.

Підставляючи ряд (3.8) до формули (3.7) і здійснюючи потім почленне інтегрування, знаходимо асимптотичне розкладання для поля, яке випромінюється нерівномірною частиною струму. Обмежимося першим членом асимптотичного розкладання, нехтуючи членами порядку $(kr)^{-5/2}$ і вище. В результаті шукане поле від нерівномірної частини струму дорівнюватиме

$$\begin{aligned} E_z = -H_z &= E_{0z} f^1 \frac{i}{\sqrt{2}} \frac{kr + \frac{\pi}{4}}{kr}, \\ E_r = H_z &= 0, \end{aligned} \quad (3.10)$$

при збудженні клину плоскою хвилею вигляду

$$E_z = E_{0z} e^{-ikr \cos(\theta - \theta_0)}, E_r = E_\theta = 0, \quad (3.11)$$

та

$$\begin{aligned} H_z = E_\theta &= H_0 g^1 \frac{i}{\sqrt{2}} \frac{kr + \frac{\pi}{4}}{kr}, \\ H_r = E_z &= 0, \end{aligned} \quad (3.12)$$

при збудженні клину плоскою хвилею вигляду

$$H_z = H_{0z} e^{-ikr \cos(\theta - \theta_0)}, H_r = H_\theta = 0. \quad (3.13)$$

Обчислюючи за допомогою формул (3.10) та (3.12) нерівномірну частину струму, можна помітити, що вона зосереджена в основному поблизу ребра клину.

Поле ж, створюване області $kr \gg 1$ цією частиною струму, має вигляд циліндричних хвиль, кутові функції яких визначаються співвідношеннями

$$f^1 = f - f^0, \quad g^1 = g - g^0, \quad (3.14)$$

де відповідно до [6] маємо

$$\begin{aligned} f &= \frac{\sin \theta/n}{n} \frac{\cos \theta/n - \cos \theta_0/n}{- \cos \theta/n - \cos \theta_0/n} \frac{1}{n^{-1}}, \\ g &= \frac{\sin \theta/n}{n} \frac{\cos \theta/n - \cos \theta_0/n}{+ \cos \theta/n - \cos \theta_0/n} \frac{1}{n^{-1}}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

та

$$f^0, g^0 = \frac{\sin \theta_0}{\cos \theta + \cos \theta_0}, \quad (3.16)$$

якщо освітлена одна грань клину (тобто при $\theta_0 = 0$), то

$$\begin{aligned} f^0 &= \frac{\sin \theta_0}{\cos \theta + \cos \theta_0} + \frac{\sin(\theta - \theta_0)}{\cos(\theta - \theta_0) + \cos(\theta + \theta_0)}, \\ g^0 &= \frac{\sin \theta}{\cos \theta + \cos \theta_0} - \frac{\sin(\theta - \theta_0)}{\cos(\theta - \theta_0) + \cos(\theta + \theta_0)}, \end{aligned} \quad (3.17)$$

якщо освітлені обидві грані клину (тобто при $\theta_0 = \theta$). Нагадаємо, що функції f та g описують циліндричні хвилі, що випромінюються повним струмом, тобто сумою рівномірної і нерівномірної частин, а функції f^0 та g^0 описують циліндричні хвилі, що випромінюються тільки рівномірною частиною струму (j^0).

Зауважимо, що в формулах (3.15) використано позначення $n = \theta/\theta_0$, де θ_0 - зовнішній кут клину.

Слід відзначити деякі властивості функції f^1 та g^1 . Перша з них є безперервною, а друга – має скінченний розрив для кута $\theta_0 = \pi$. Причиною зазначеного розриву є те, що рівномірна частина струму є відмінною від нуля на межі, вздовж якої поширюється при цьому плоска хвиля. У випадку моностатичної радіолокації коли напрямок до приймальної антени збігається із напрямком на випромінюючу антену $\theta = \theta_0$, функції f^1 та g^1 є безперервними. У функції g^1 немає розриву за умови $\theta = \theta_0 = \pi$ через те, що випромінювання поля від елементу струму в поздовжньому напрямку не відбувається.

На границі плоских хвиль (тобто за умов $\theta_0 = 0$ та $\theta = 2\pi - \theta_0$) функції f^0 , g^0 , f та g прагнуть до нескінченності, в той час, коли функції f^1 та g^1

залишаються скінченними. У відповідності до формул (3.14)-(3.17) вони набувають наступних значень.

За умови $\alpha = -\alpha_0$ та $\beta = -\beta_0$

$$\begin{aligned} f^1 &= \frac{\sin \beta/n}{n} \cos \beta/n - \cos(\beta - \alpha_0)/n^{-1} + \frac{1}{2} \cot \alpha_0 + \frac{1}{2n} \cot \beta/n, \\ g^1 &= \frac{\sin \beta/n}{n} \cos \beta/n - \cos(\beta - \alpha_0)/n^{-1} + \frac{1}{2} \cot \alpha_0 - \frac{1}{2n} \cot \beta/n, \end{aligned} \quad (3.18)$$

за умови $\alpha = -\alpha_0$ та $\beta = \beta_0$

$$\begin{aligned} f^1 &= \frac{\sin \beta/n}{n} \cos \beta/n - \cos(\beta - \alpha_0)/n^{-1} + \frac{1}{2} \cot \alpha_0 \\ &+ \frac{1}{2n} \cot \beta/n - \frac{\sin(\beta - \alpha_0)}{\cos(\beta - \alpha_0) + \cos(\beta - \alpha_0)}, \\ g^1 &= \frac{\sin \beta/n}{n} \cos \beta/n - \cos(\beta - \alpha_0)/n^{-1} + \frac{1}{2} \cot \alpha_0 \\ &- \frac{1}{2n} \cot \beta/n + \frac{\sin(\beta - \alpha_0)}{\cos(\beta - \alpha_0) + \cos(\beta - \alpha_0)}, \end{aligned} \quad (3.19)$$

та за умови $\alpha = +\alpha_0$ та $\beta = \beta_0$

$$\begin{aligned} f^1 &= \frac{\sin \beta/n}{n} \cos \beta/n - \cos(\beta + \alpha_0)/n^{-1} + \frac{1}{2} \cot \alpha_0 - \frac{1}{2n} \cot \beta/n, \\ g^1 &= -\frac{\sin \beta/n}{n} \cos \beta/n - \cos(\beta + \alpha_0)/n^{-1} - \frac{1}{2} \cot \alpha_0 - \frac{1}{2n} \cot \beta/n, \end{aligned} \quad (3.20)$$

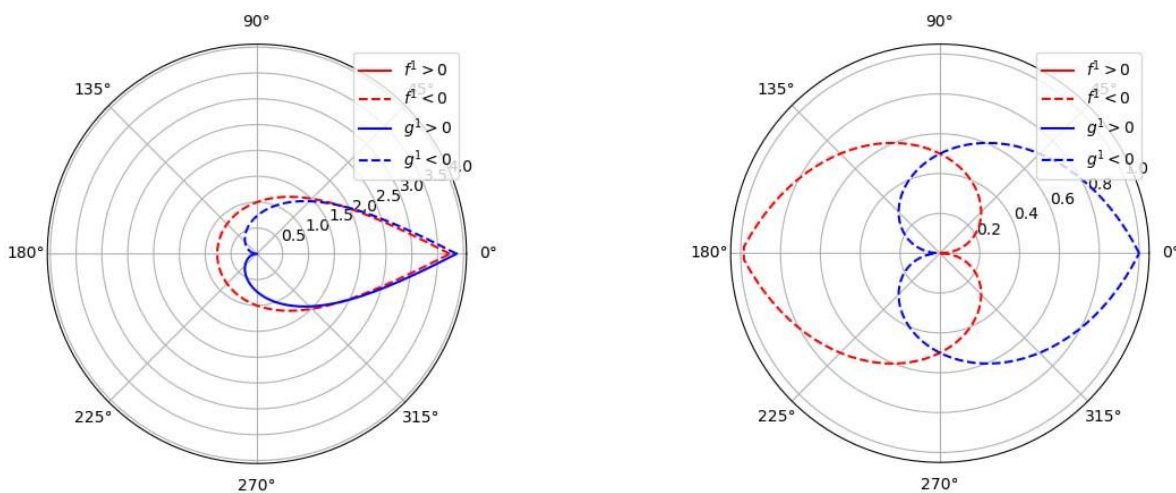


Рис. 3.1 Кутова діаграма розсіяного поля для нерівномірної частини струму, що збуджується плоскою хвилею на півплощині для $\alpha_0 = 360$, $\beta_0 = 150$ (ліворуч) та $\alpha_0 = 0$ (праворуч).

Значення $\alpha = \alpha_0$ при $\alpha = 0$ позначає кут всередині клину, тому немає потреби його розглядати. У напрямку дзеркального відбиття $\alpha = 2\pi - \alpha_0$ для випадку $\alpha = 0$ функції f^1 та g^1 визначаються за допомогою наступних формул:

$$\begin{aligned} f^1 &= \frac{\sin \alpha/n}{n} \cos \alpha/n - \cos(\alpha - \alpha_0)/n^{-1} + \\ &+ \frac{1}{2} \cot(\alpha - \alpha_0) + \frac{1}{2n} \cot \alpha/n - \sin \alpha_0 / (\cos \alpha + \cos \alpha_0), \\ g^1 &= \frac{\sin \alpha/n}{n} \cos \alpha/n - \cos(\alpha + \alpha_0)/n^{-1} - \\ &- \frac{1}{2} \cot(\alpha - \alpha_0) - \frac{1}{2n} \cot \alpha/n - \sin \alpha_0 / (\cos \alpha + \cos \alpha_0). \end{aligned} \quad (3.21)$$

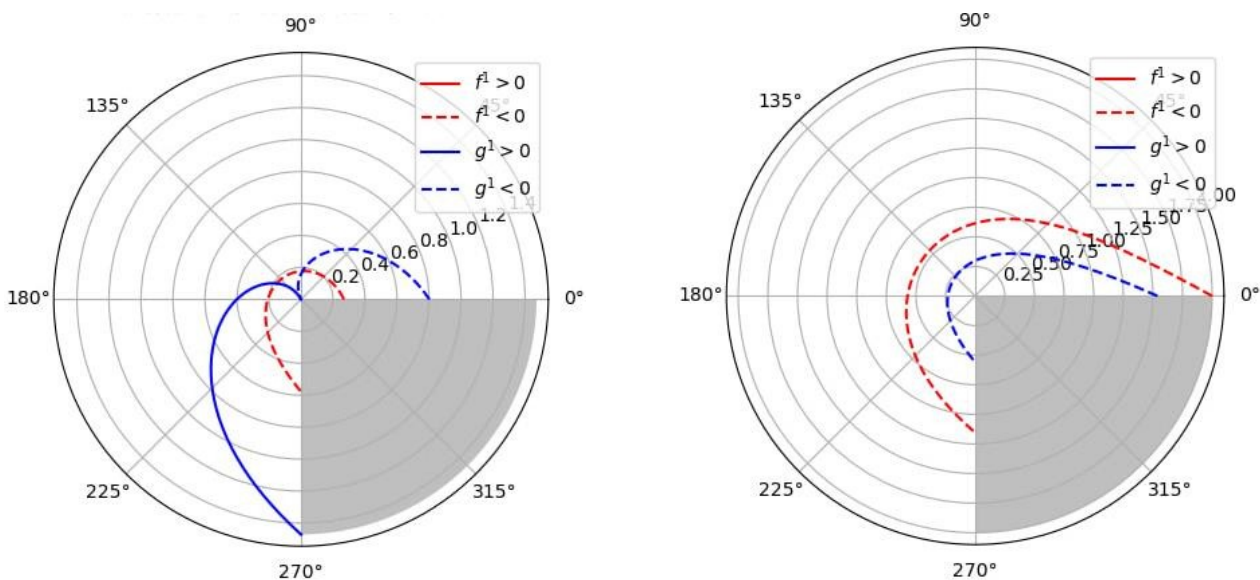


Рис. 3.2 Кутова діаграма поля від нерівномірної частини струму, що збуджується плоскою хвилею на півплощині для $\alpha = 270^\circ$, $\alpha_0 = 30^\circ$ (ліворуч) та $\alpha_0 = 150^\circ$ (праворуч).

Функції f^1 та g^1 мають скінченне значення всюди окрім вищезгаданих особливих значень кутів α та α_0 (див. формулу (3.9)). Графіки функцій f^1 та g^1 (Рис. 3.1, Рис. 3.2 та Рис. 3.3), побудовані в полярних координатах, надають наочне представлення про вплив нерівномірної частини струму, що протікає поблизу ребра

клина. Слід відзначити, що цей вплив може бути суттєвим для розсіяного поля не тільки в області тіні ($\phi > 0$), але і в області світла ($0 < \phi < \pi$).

Різні лінії на рисунках відповідають додатній та від'ємній частинам функцій f^1 та g^1 .

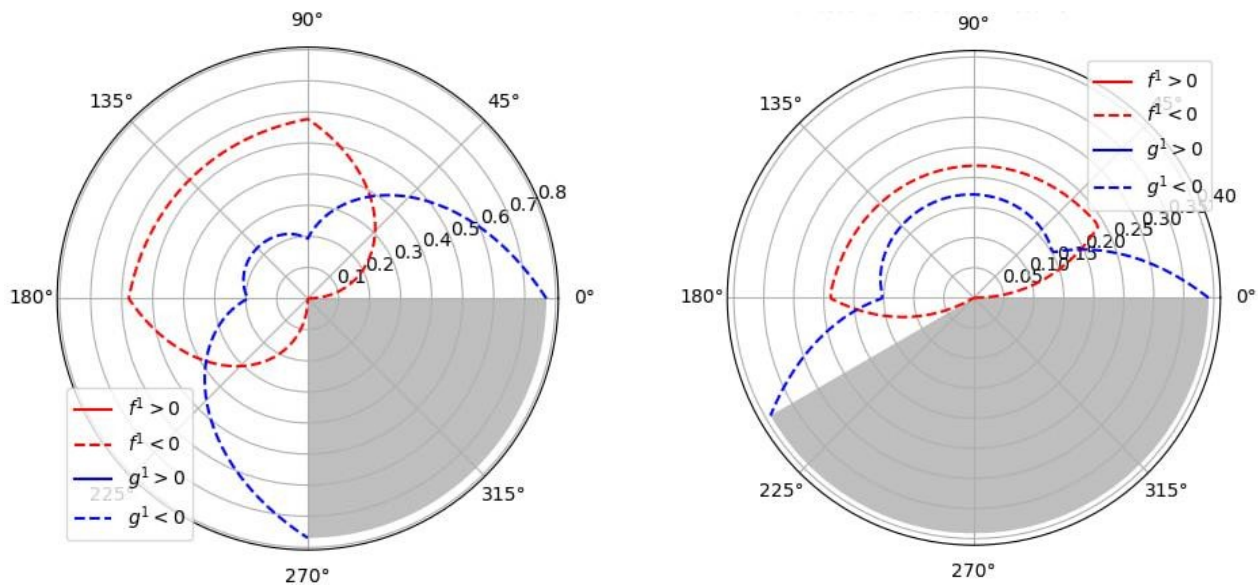


Рис. 3.3 Діаграма поля від нерівномірної частини струму, що збуджується плоскою хвилею на півплощині для $\phi = 270^\circ$, $\phi = 0^\circ$ (ліворуч) та $\phi = 210^\circ$, $\phi = 0^\circ$ (праворуч).

Розглянемо важливий аспект аналізу. Нерівномірний розподіл струму на поверхні клину описується контурним інтегралом. Особливість такого інтеграла полягає в тому, що в загальному випадку він не може бути виражений через стандартні математичні функції, відомі з аналітичної теорії.

При цьому, для обчислення електромагнітного поля, яке розсіюється будь-якою опуклою ідеально провідною поверхнею, що має злами (ребра), цей контурний інтеграл потрібно додатково інтегрувати по всій поверхні тіла. Це створює додаткові труднощі через складність форми таких поверхонь, оскільки геометричні особливості, як-от ребра, вносять істотний внесок у розподіл поля.

Таким чином, ця задача потребує застосування чисельних методів або спеціальних наближень, щоб визначити інтегральний внесок струму й обчислити

результуюче поле. Це має важливе значення в задачах теоретичної і прикладної електродинаміки, зокрема для моделювання радіолокаційних характеристик, аналізу хвилеводів, розрахунку антенних структур, тощо.

3.4. Чисельний розрахунок поля, розсіяного на гострих кромках

Обчислення другої компоненти результуючого розсіяного поля E_{ef} із рівняння (2.2) виконується шляхом когерентного складання дифракційних полів, що утворюються гострими кромками (ребрами) об'єкта, які перебувають у полі зору радару для заданого ракурсу спостереження. Слід зазначити, що до формування загального розсіяного поля повинні залучатися лише реальні ребра, тобто ті, що виникають у місцях фактичних зламів гладкої поверхні об'єкта. Для визначення таких ребер зазвичай для кожного стику двох фацетів визначається кут між їх площинами і реальними ребрами вважаються такі, на яких кут дорівнює або є більшим за якесь порогове значення.

Структура даних кожного елементарного ребра визначається номерами двох фацетів, які формують це ребро, та номерами двох вершин, розташованих на поверхні об'єкта. Для доступу до цих даних використовуються масиви екземплярів відповідних структур, які були створені під час побудови цифрової геометричної моделі радіолокаційної сцени.

Ребро вважається видимим для радару, якщо принаймні один із фацетів, що його утворюють, перебуває у зоні видимості. У цьому випадку воно вносить свій внесок у дифракційну складову загального розсіяного поля. Такий підхід дозволяє забезпечити точне моделювання взаємодії електромагнітної хвилі з реальними геометричними особливостями поверхні об'єкта, що має критичне значення для розв'язання задач радіолокаційного розпізнавання та аналізу.

Для розрахунку дифракційного поля для кожного ребра вводиться своя локальна система координат. При цьому початком цієї системи координат обирається одна із вершин, що формують ребро. Вісь Y збігається із нормаллю до

видимого фацета, що створює ребро. Вісь X проводиться через відрізок, що поєднує дві вершини ребра, а вісь Z визначається, як векторний добуток ортів вісей X та Y .

Для оцінки дифракційного поля розсіювання плоского ребра використовується метод крайових хвиль, при цьому визначається нерівномірна частина струму, що протікає вздовж ребра. У результаті інтегрування вздовж контуру можна отримати наступний вираз для розсіяного поля:

$$E = -\frac{A(T E_s) L \operatorname{sinc} e^{ik(R_i + R_s)}}{2 R_i R_s \sin \theta_i \sin \theta_s}, \quad (3.22)$$

$$T = (E_i T_i) r_s, r_s, t f + (H_i t) r_s, t g,$$

де $k = k_0/2$, f та g – дифракційні коефіцієнти для електричної та магнітної компонент падаючого поля, t – одиничний вектор, спрямований вздовж вісі X , θ_i та θ_s – кути між напрямками поширення падаючої та відбитої хвиль та віссю X .

3.5. Зауваження щодо врахування розсіювання на підстильній поверхні

Розрахунок питомої ефективної поверхні розсіювання фацета підстильної поверхні залежить від типу нерівностей, присутніх на його поверхні. Виділяють три основні підходи для такого розрахунку, обумовлені масштабом нерівностей щодо довжини хвилі.

Метод дотичної площини (МДП) використовується для великомасштабних нерівностей, розміри яких значно перевищують довжину хвилі. У цьому випадку нерівності розглядаються як макроскопічні зміни геометрії, і поверхня моделюється через локальні дотичні площини. Такий підхід дозволяє оцінити розсіювання, виходячи з припущення, що кожна частина поверхні розсіює електромагнітну хвилю подібно до ідеально гладкої ділянки.

Метод малих збурень (ММЗ) застосовується для дрібномасштабних нерівностей, розміри яких менші за довжину хвилі. У цьому випадку поверхня розглядається як наближено гладка з невеликими відхиленнями. Метод ґрунтується

на врахуванні впливу дрібних нерівностей на фазу та амплітуду розсіяної хвилі, використовуючи аналітичні підходи для оцінки збурень.

У ситуаціях, коли на поверхні трикутного елемента одночасно присутні великомасштабні та дрібномасштабні нерівності, використовується комбінований підхід. Він передбачає застосування МДП для опису великомасштабних особливостей поверхні та ММЗ для врахування впливу дрібномасштабних деталей. Така комбінація методів забезпечує комплексну оцінку розсіювання, враховуючи всі характерні особливості поверхні.

Розрахунок результуючого розсіяного поля радіолокаційної сцени, згідно з рівнянням (2.2), здійснюється шляхом цифрового моделювання, яке передбачає проходження кількох послідовних етапів.

3.6. План розрахунку розсіювання на складному великогабаритному об'єкті

На початковому етапі створюється модель траєкторії руху носія радару. Це включає визначення просторового положення та орієнтації радару у різні моменти часу, враховуючи її реальну динаміку. Дана модель служить основою для подальшого аналізу взаємодії хвильового поля з елементами сцени.

На другому етапі проводиться аналіз структур вихідних даних цифрової геометричної моделі сцени. Для кожного положення РЛС вздовж траєкторії визначаються видимі трикутники, ребра та інші елементи поверхні, що формують сцену. Також здійснюється ініціалізація електродинамічних характеристик (наприклад, діелектричних і магнітних параметрів матеріалів) і статистичних властивостей окремих об'єктів та фонових утворень.

Третій етап включає безпосередній розрахунок розсіяного поля. Як описувалося раніше, результуюче поле визначається когерентним підсумовуванням внесків: елементарних трикутних елементів складних об'єктів і фонів, ребер моделі, які є видимими для конкретного положення РЛС, повторних відбиттів між фацетами.

Після обчислення розсіяних полів для всіх положень РЛС результати інтегруються, формуючи повну картину радіолокаційної сцени для заданої траєкторії. Отримані дані можуть використовуватися для побудови зображень, аналізу розпізнавання об'єктів або оцінки їх радіолокаційних характеристик.

Цей багатоступеневий підхід забезпечує точне моделювання складних радіолокаційних сценаріїв, враховуючи як геометричні, так і фізичні властивості об'єктів сцени, їх взаємодію із середовищем та динамічну зміну параметрів під час руху радару.

Розрахунок локальних полів розсіювання здійснюється в межах об'єктно-орієнтованої моделі, яка дозволяє деталізовано врахувати взаємодію хвильового поля з геометрією об'єкта, забезпечуючи гнучкість у зміні властивостей елементів сцени.

У межах цієї моделі методи розрахунку дифракційного поля для кожного типу розсіювального елемента (фацет, ребро) реалізовані у вигляді об'єктно-орієнтованих класів. Кожен клас містить приватні дані, які описують специфічні параметри відповідного типу відбивача, а також методи, що забезпечують обчислення його поля розсіювання. Відповідно до вищенаданих рівнянь, створено п'ять спеціалізованих класів-методів, кожен із яких відповідає за моделювання розсіювальних властивостей:

- елемента гладкої частини поверхні,
- гострої кромки або ребра,
- фацета з нерівностями.

Усі класи-методи є похідними від двох базових віртуальних класів. Ці базові класи відповідають за формування: векторів базисів падаючої та відбитої хвилі, електродинамічних параметрів елемента сцени, які залежать від довжини хвилі.

Об'єкт конкретного класу-методу створюється під час розрахунку і моделює процес взаємодії плоскої електромагнітної хвилі з елементарним відбивачем, параметри якого задані відповідними електродинамічними або статистичними характеристиками. Такий об'єкт дозволяє обчислювати поле розсіювання для

відповідного типу елемента, яке враховується в процесі когерентного підсумовування внесків від усіх розсіювальних елементів сцени.

На завершальному етапі результати розрахунків піддаються аналізу та подальшій обробці. У випадку використання складного зондувального сигналу проводиться спектральна обробка розсіяного поля. При цьому розрахунок ведеться окремо для кожної спектральної складової сигналу, що дозволяє отримати: спектр відбитого сигналу, який демонструє частотний розподіл енергії, часову реалізацію сигналу, що відображає поведінку хвильового процесу в часовій області.

Інший напрямок обробки полягає у побудові енергетичних діаграм розсіювання складних об'єктів, які аналізуються за допомогою ймовірнісних методів. Як основний показник енергетичних характеристик сцени найчастіше використовується ефективна поверхня розсіювання. Крім того, модель дозволяє оцінювати енергетичні внески окремих елементів сцени в загальний розсіяний сигнал, що важливо для розуміння ролі різних частин об'єкта в формуванні радіолокаційного зображення.

Такий підхід забезпечує високоточне моделювання радіолокаційних характеристик складних об'єктів, що має велике значення для розробки систем розпізнавання, діагностики стану об'єктів та аналізу радіолокаційних сцен у різних умовах.

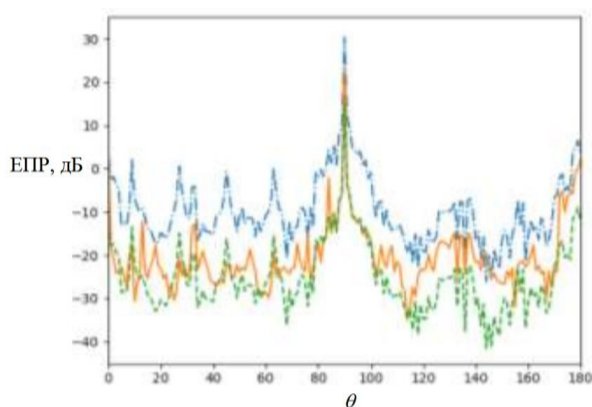


Рис. 3. 4. Приклад діаграми розсіяння для складного об'єкта отриманий у [7]

4. Результати числового моделювання розсіювання хвиль на елементах поверхні складного об'єкту

4.1. Постановка задачі

Для дослідження розсіювання хвиль на елементах поверхні об'єкта складної форми розглянемо дифракцію на ребрі довжиною a , як сформовано двома плоскими трикутниками, зовнішній кут між трикутниками (див. Рис. 4. 1).

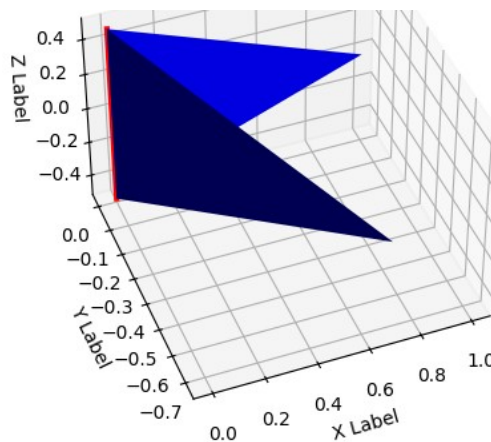


Рис. 4. 1 До дослідження елементів поверхні об'єкта складної форми.

Поляризаційні вектори (єдиничні вектори, що вказують на напрям напруженості електричного поля) для різних поляризацій падаючої хвилі дорівнюють

$$e_v^i = -\cos x_0 \cos y_0 + \sin z_0, \quad (3.23)$$

для вертикальної поляризації, та

$$e_h^i = -\sin x_0 + \cos y_0, \quad (3.24)$$

для горизонтальної поляризації.

Таким чином, для горизонтальної поляризації напрям напруженості електричного поля завжди є перпендикулярним до ребра, а для вертикальної кут між напрямом напруженості електричного поля та ребром змінюється від 0 до 180 градусів.

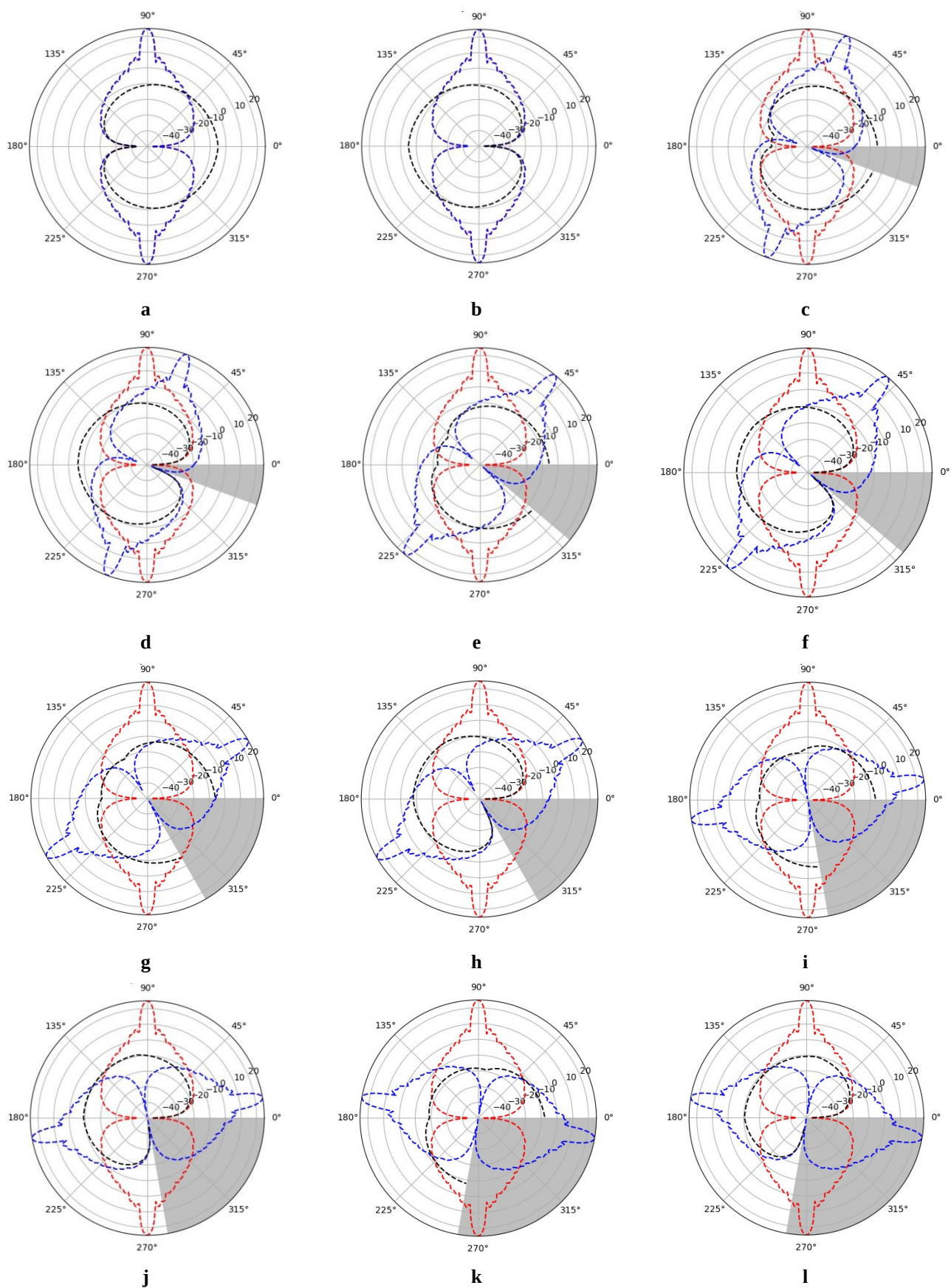


Рис. 4. 2 Діаграми зворотного розсіюння для різних кутів клину для випадку

$$a/\lambda = 10$$

4.2. Залежність від кута клину

Визначимо яким чином змінюється кутова залежність ЕПР для моностатичної радіолокації (діаграма зворотного розсіювання ДЗР) для різних кутів клину θ . На Рис. 4. 2 вище наведено ДЗР для клину з кутами $\theta = 360^\circ$ (**a** та **b**), $\theta = 340^\circ$ (**c** та **d**), $\theta = 320^\circ$ (**e** та **f**), $\theta = 300^\circ$ (**g** та **h**), $\theta = 280^\circ$ (**i** та **j**) та $\theta = 260^\circ$ (**k** та **l**) для співвідношення між довжиною клину та довжиною хвилі $a/\lambda = 10$.

При цьому на малюнку **a, c, e, g, i** та **k** із Рис. 4. 2 представлено результати для горизонтальної поляризації, а на малюнках **b, d, f, h, j** та **l** із Рис. 4. 2 - для вертикальної. Червона та синя криві позначають діаграми зворотного розсіювання для першого та другого фацетів, що формують клин, а чорна крива позначає поле клину, розраховане за допомогою методу крайових хвиль.

Слід зазначити, що для $\theta = 360^\circ$ червона та синя криві співпадають через те, що в цьому випадку маємо нескінченно тонкий клин і фацети, що його формують фактично співпадають один з одним. При зменшенні ж кута θ фацети, що формують клин, будуть повернуті по-різному до напрямку падаючої хвилі і Рис. 4. 2 формуються їх ДЗР із максимумом відбиття по нормалі до їх поверхні, що складає $\sigma = 4 \cdot S^2 / \lambda^2$, таких максимумів спостерігається 4: для кожного із фацетів при падінні хвилі з одного та з іншого боку. При зрушенні кута від зазначених напрямків вбік рівень відбиття від фацетів швидко спадає, формуючи для деяких напрямків локальні максимуми – бічні пелюстки. Також слід зазначити, що вищезгадана компонента поля не залежить від поляризації: і для вертикальної, і для горизонтальної поляризації маємо однакові залежності.

Чорна крива на Рис. 4. 2 представляє собою ДЗР для клину, яка розрахована за допомогою методу крайових хвиль. Слід зазначити, що для більшості випадків ця компонента розсіяного поля є суттєво меншою за фізико-оптичну компоненту, але у окремих випадках і для окремих діапазонів кутів виявляється, що відбиття від ребер перевищує відбиття від плоских ділянок поверхні, наприклад для кутів від 135° до

225°. Також слід зазначити, що ДЗР розсіювання на клину на відміну від вищезгаданого розсіювання на плоских ділянках поверхні об'єкта залежить від поляризації падаючого електромагнітного випромінювання і залежності для вертикальної та горизонтальної поляризації відрізняються одна від одної. Зокрема можна помітити, що на границях клину залежність для вертикальної поляризації прямує до нуля, натомість залежність для горизонтальної поляризації прямує до якихось постійних значень.

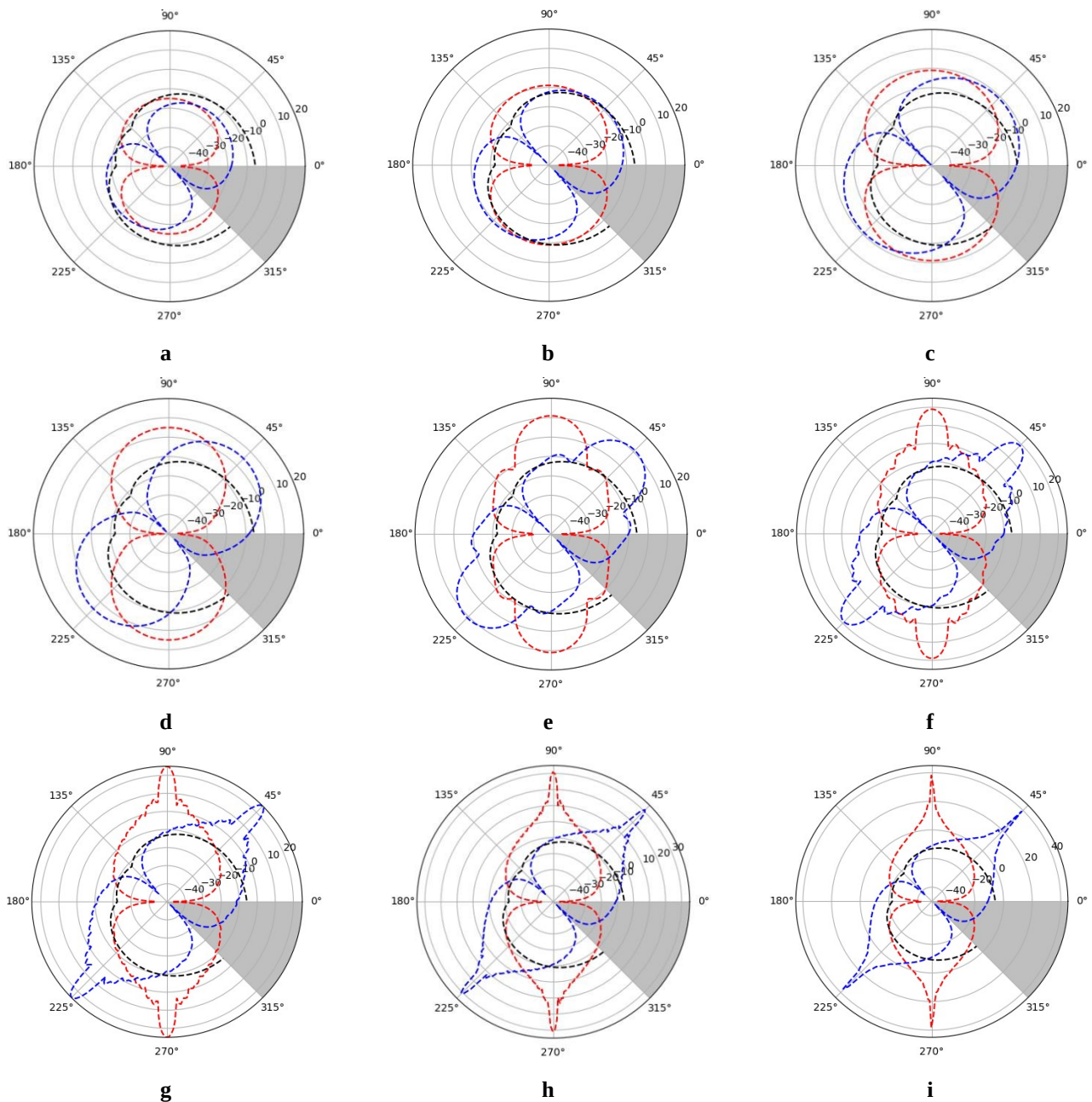


Рис. 4. 3 Діаграми зворотного розсіювання клину з кутом $\alpha = 315^\circ$ для різних співвідношень a/b

4.3. Частотна залежність

Щоб прослідкувати за частотною залежністю вказаних ДЗР наведемо результати їх розрахунку для різного відношення a/λ , при цьому кут клину обрано рівним $\alpha = 315^\circ$ та розглядалась тільки горизонтальна поляризація. На Рис. 4. 3 наведено ДЗР для $a/\lambda = 0.1$ (**a**), $a/\lambda = 0.2$ (**b**), $a/\lambda = 0.5$ (**c**), $a/\lambda = 1$ (**d**), $a/\lambda = 2$ (**e**), $a/\lambda = 5$ (**f**), $a/\lambda = 10$ (**g**), $a/\lambda = 20$ (**h**) та $a/\lambda = 50$ (**i**).

Із аналізу Рис. 4. 3 видно, що при збільшенні відношення a/λ для ДЗР поля розсіювання на гладкій частині об'єкта головна пелюстка діаграми стає дедалі вужчою, а амплітуди бічних пелюсток зменшуються, при цьому амплітуда головної пелюстки збільшується квадратично, бо $S^2/\lambda^2 = S^2/c^2$. Натомість слід відмітити, що кутова залежність розсіювання на клині не залежить від зміни відношення a/λ , це легко зрозуміти, проаналізувавши формулу (3.22).

4.4. Діаграми розсіювання для різних положень випромінюючої та приймальної антен

Далі наведено результати для бістатичної радіолокації.

В цьому випадку випромінювач електромагнітного сигналу розташовано в одному місці (в напрямку θ_0 від досліджуваного об'єкту), а приймач рухається навколо об'єкта (знаходиться в напрямку θ від нього). Отримані таким чином залежності називаються індикатрисами розсіювання.

На Рис. 4. 4 наведено індикатрису розсіювання для співвідношення між довжиною клину та довжиною хвилі $a/\lambda = 10$ для нескінченно тонкого клину $\alpha = 360^\circ$ та для різних напрямків на випромінювач $\theta_0 = 30^\circ$ для **a** та **b**, $\theta_0 = 60^\circ$ для **c** та **d**, $\theta_0 = 90^\circ$ для **e** та **f**, $\theta_0 = 120^\circ$ для **g** та **h**, $\theta_0 = 150^\circ$ для **i** та **j**, $\theta_0 = 180^\circ$ для **k** та **l**. На малюнках **a**, **c**, **e**, **g**, **i** та **k** із Рис. 4. 4 представлено результати для горизонтальної поляризації, а на малюнках **b**, **d**, **f**, **h**, **j** та **l** із Рис. 4. 4 - для вертикальної.

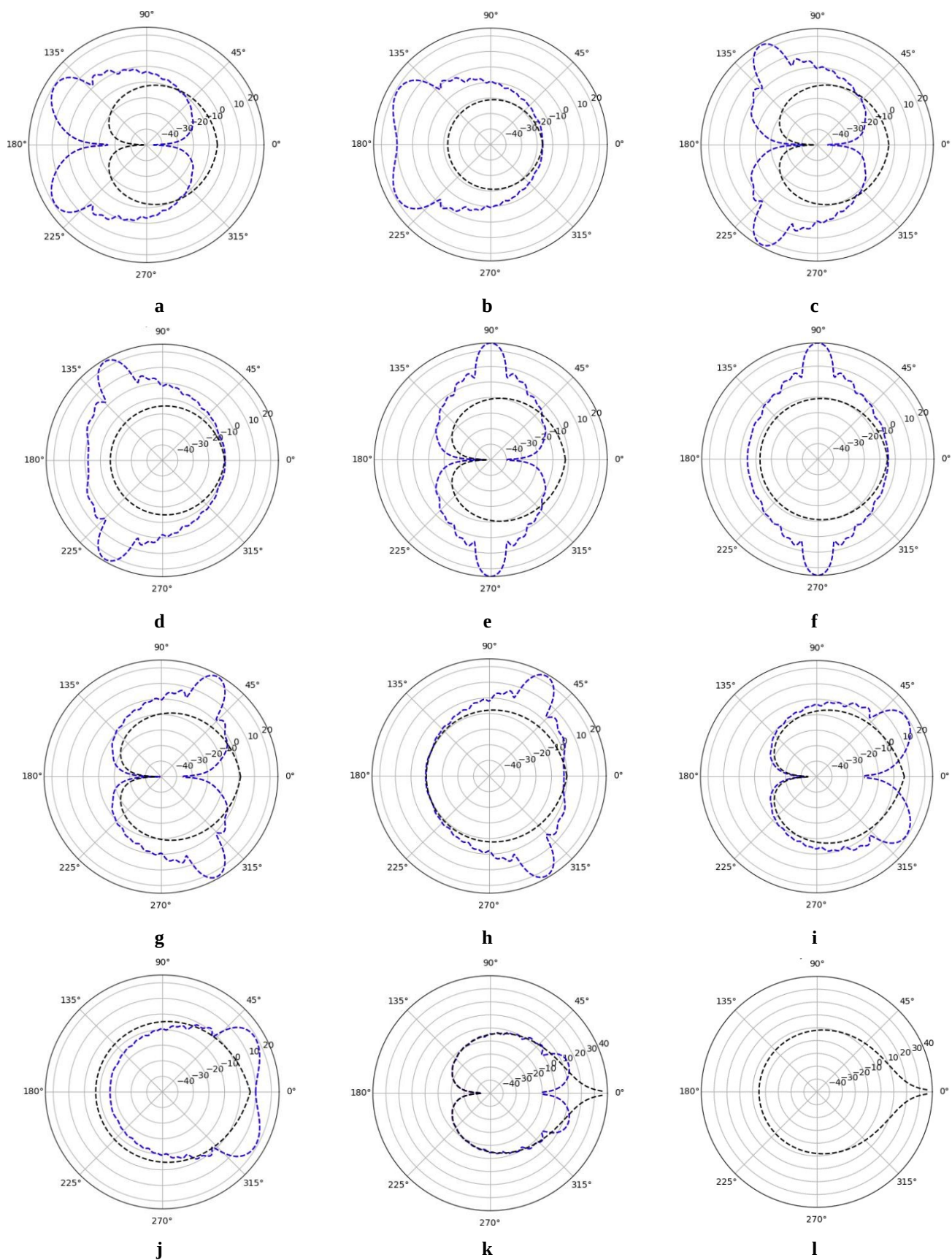


Рис. 4. 4 Індикатриси розсіяння для нескінченно тонкого клину $\alpha = 360^\circ$ та співвідношення $a/\lambda = 10$ при різних напрямках на випромінюючу антену

Із аналізу Рис. 4. 4 видно, що для горизонтальної поляризації для всіх варіантів кута падіння θ_0 рівень відбиття від клину перевищує рівень відбиття від гладких елементів поверхні в напрямках близьких до $\theta = 0^\circ$. При цьому зі збільшенням θ_0 рівень відбиття від гладкої частини об'єкта зменшується. В той же час для вертикальної поляризації при малих значеннях θ_0 рівень відбиття від гладкої частини об'єкта перевищує відбиття на клині, яке при цьому є близьким до ізотропного. А зі збільшенням θ_0 теж роль відбиття на клині збільшується і для $\theta_0 = 180^\circ$ залишається тільки воно, а відбиття на гладкій частині об'єкта зникає.

Також слід відмітити, що на Рис. 4. 4 головні пелюстки індикатрис розсіяння для фізико-оптичної складової розсіяного поля спрямовано в напрямку дзеркального відбиття від поверхні ділянки об'єкту, що опромінюється. Така ситуація спостерігається для кожного із фацетів, що формують клин. Отже, зрозуміло, що наприклад, для $\theta_0 = 20^\circ$ у випадку, якщо поверхня клину співпадає з віссю x , головна пелюстка розсіяного випромінювання повинна спостерігатися для дзеркального напрямку $\theta = 160^\circ$.

На Рис. 4. 5 наведено індикатрису розсіяння для такого ж випадку, як розглянуто вище, але для клину $\theta = 320^\circ$ для різних напрямків на випромінювач $\theta_0 = 20^\circ$ для **a** та **b**, $\theta_0 = 80^\circ$ для **c** та **d**, $\theta_0 = 120^\circ$ для **e** та **f**, $\theta_0 = 160^\circ$ для **g** та **h**. Як і вище спочатку надано результат для горизонтальної поляризації (**a**, **c**, **e** та **g**), а потім – для вертикальної (**b**, **d**, **f** та **h**). В цілому характеристики отриманих залежностей є схожими на характеристики наведених на Рис. 4. 4 залежностей, але вони стають складнішими через різне спрямування поверхонь фацетів, що складають клин, та, як наслідок складну інтерференцію хвиль відбитих від них.

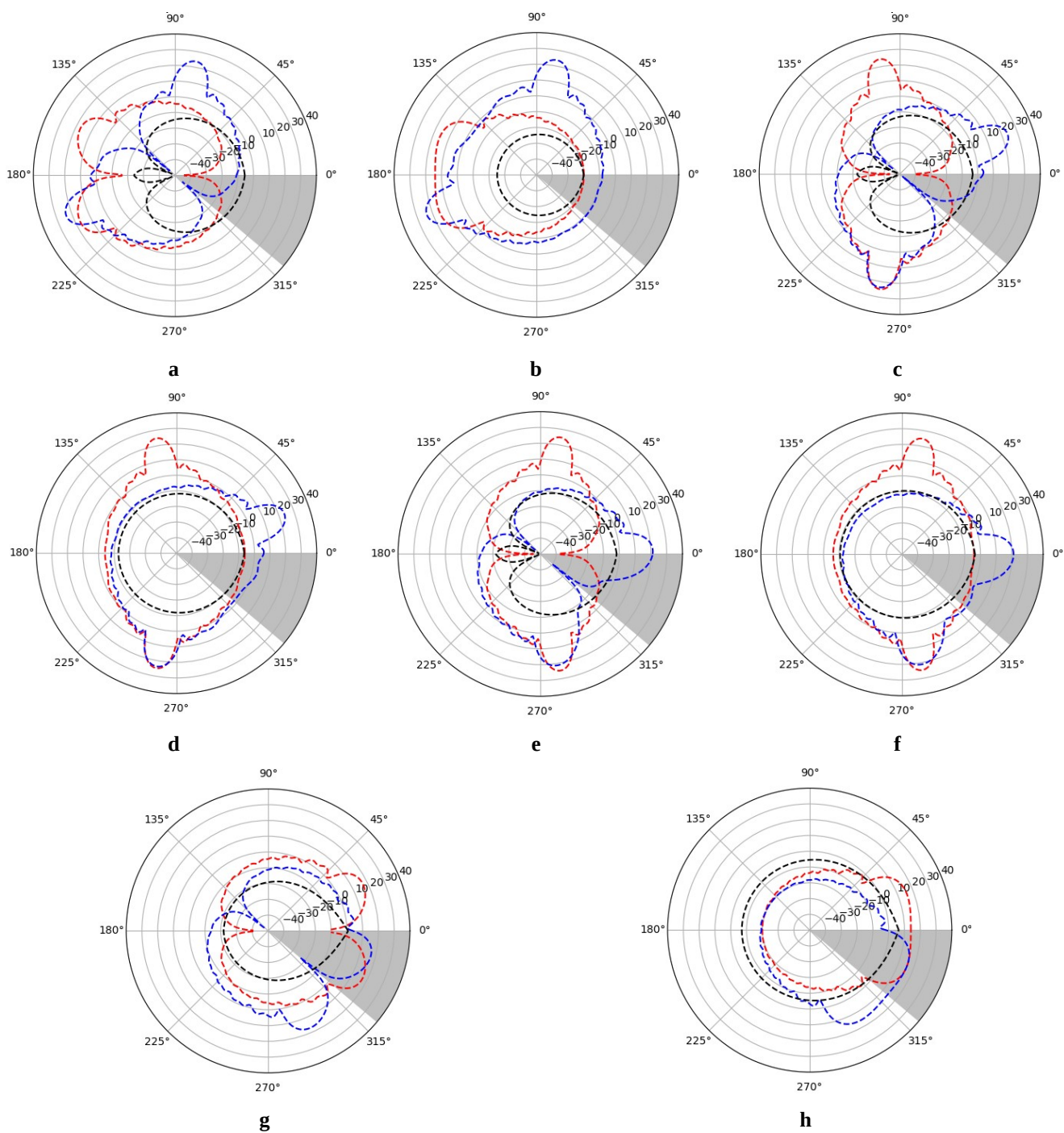


Рис. 4. 5 Індикатриси розсіяння для нескінченно тонкого клину $\alpha = 320^\circ$ та співвідношення $a/\lambda = 10$ при різних напрямках на випромінюючу антену

На Рис. 4. 6 наведено індикатрису розсіяння для такого ж випадку, як розглянуто вище, але для клину $\alpha = 270^\circ$ для різних напрямків на випромінювач.

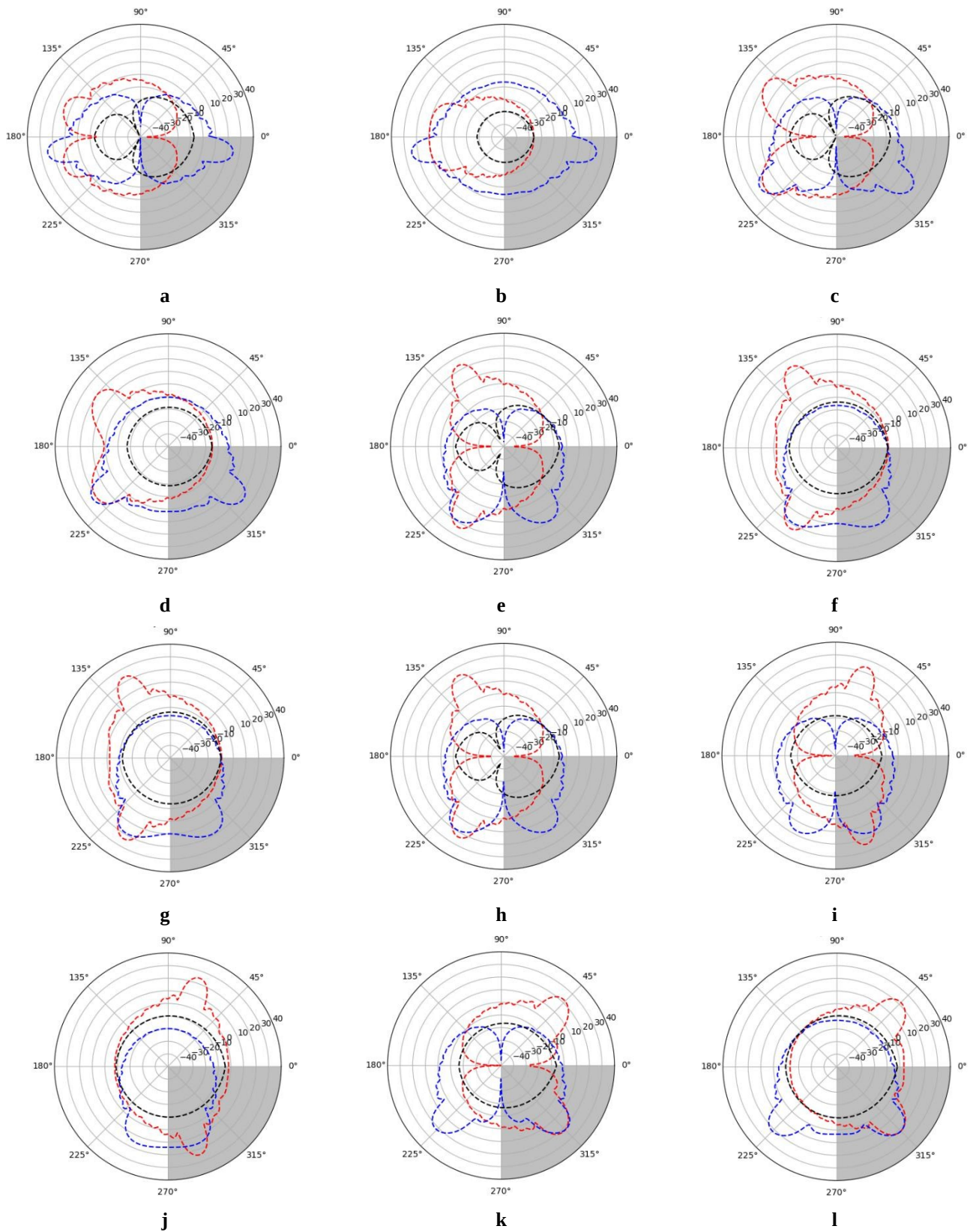


Рис. 4. 6 Індикатриси розсіяння для нескінченно тонкого клину $\alpha = 270^\circ$ та співвідношення $a/\lambda = 10$ при різних напрямках на випромінюючу антену

На Рис. 4. 6: $\theta_0 = 10^\circ$ для **a** та **b**, $\theta_0 = 35^\circ$ для **c** та **d**, $\theta_0 = 60^\circ$ для **e** та **f**, $\theta_0 = 85^\circ$ для **g** та **h**, $\theta_0 = 110^\circ$ для **i** та **j**, $\theta_0 = 135^\circ$ для **k** та **l**. Як і вище спочатку надано результат

для горизонтальної поляризації (**a, c, e, g, i та k**), а потім – для вертикальної (**b, d, f, h, j та l**). Знову характеристики отриманих залежностей є схожими на наведені вище, але наразі через прямий кут між гранями різних фацетів характеристики стають більш передбачуваними.

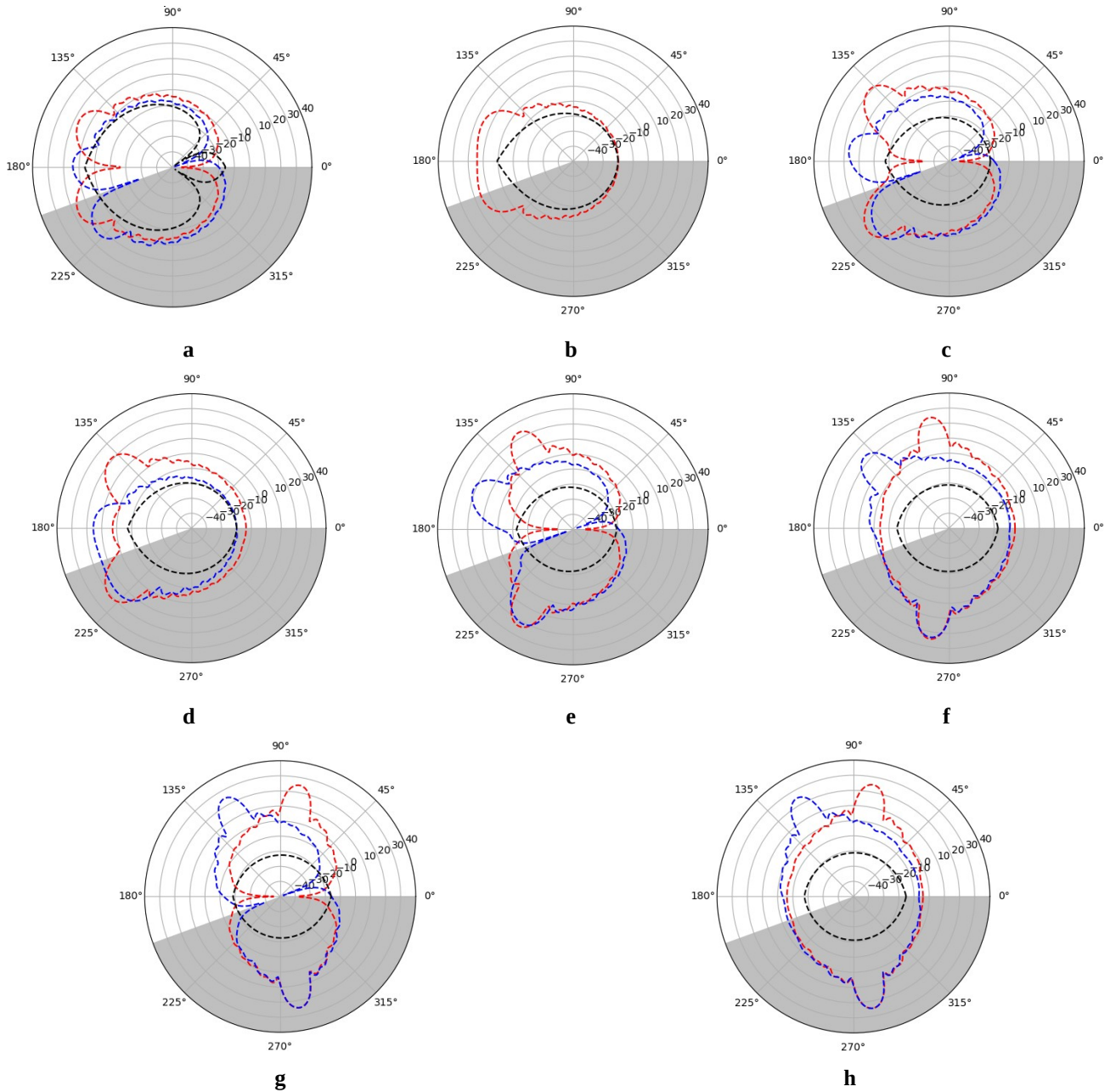


Рис. 4. 7 Індикатриси розсіяння для нескінченно тонкого клину $\alpha = 200^\circ$ та співвідношення $a/\lambda = 10$ при різних напрямках на випромінюючу антену

Також можна помітити те, що для горизонтальної поляризації в цьому випадку з'являються різкі мінімуми випромінювання в напрямках близьких до $\phi = 90^\circ$ та $\phi = 270^\circ$, такі мінімуми спостерігаються і для фізикооптичної складової

розсіяного поля для першого фацету (для другого фацету таких різких мінімумів не спостерігається) і для розсіювання на клині (для випадку, коли освітленою виявляється одна грань клину). Натомість для вертикальної поляризації індикатриси розсіювання виявляються більш гладкими і не містять таких різких мінімумів, а поле, розсіяне на клині, має близьку до ізотропної індикатрису розсіювання.

На Рис. 4. 7 наведено індикатрису розсіювання для такого ж випадку, як розглянуто вище, але для клину $\alpha = 200^\circ$ для різних напрямків на випромінювач $\theta_0 = 20^\circ$ для **a** та **b**, $\theta_0 = 40^\circ$ для **c** та **d**, $\theta_0 = 60^\circ$ для **e** та **f**, $\theta_0 = 100^\circ$ для **g** та **h**. Як і вище спочатку надано результат для горизонтальної поляризації (**a**, **c**, **e** та **g**), а потім – для вертикальної (**b**, **d**, **f** та **h**). Знову характеристики отриманих залежностей є схожими на наведені вище.

Тут слід відмітити, що нижні головні пелюстки випромінювання розсіяного на кожному із фацетів виявляються близькими одна до іншої та майже співпадають, той час, як верхні спрямовано у різних напрямках. Для розсіювання на клині для більшості випадків кутова залежність виявляється близькою до ізотропної. Так само, як і на попередньому рисунку, спостерігається наявність різких мінімумів для окремих напрямків у випадку горизонтальної поляризації та відсутність таких мінімумів для вертикальної поляризації.

Висновки

Надано інформацію щодо основних термінів та визначень, що використовуються в радіолокації. Розглянуто типи радіолокаційних систем, що використовуються для розв'язання різноманітних технічних завдань в цій галузі. Сформульовано ціль даної роботи, яка полягає у аналізі розсіювання електромагнітних хвиль на елементах поверхні об'єкта складної форми задля визначення фізичних особливостей зазначеного процесу та формулювання рекомендацій щодо керування помітністю складного об'єкта. На основі проведених досліджень можна в подальшому побудувати розрахунково просту модель розсіювання хвиль на складному об'єкті.

Розглянуто методи, що можуть бути застосовані для розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на різноманітних об'єктах. Зазначено, що для моделей реальних складних об'єктів аналітичні методи не можуть бути застосовані й доводиться використовувати числові методи, при цьому слід робити деякі фізичні припущення для створення математичної моделі, яка може бути застосовна для розрахунків на складних великогабаритних об'єктах у типових радіолокаційних діапазонах довжин хвиль.

Презентовано фацетний метод, який полягає у розділенні поверхні складного об'єкта на невеликі плоскі ділянки – фацети (здебільшого трикутної форми) та у визначенні внеску у сумарне розсіяне поле декількох компонент, основними із яких відбиття від плоских поверхонь таких фацетів, відбиття від стиків фацетів – ребер, що відповідають реальним вигинам поверхні об'єкта та врахування відбиття від підстильної поверхні за її наявності.

Розглянуто, яким чином слід підготовляти модель складного об'єкта до проведення розрахунків його помітності та яким чином доцільно зберігати інформацію про геометрію об'єкта.

Далі проаналізовано методи розрахунку різних компонентів поля, що розсіюється на складному об'єкті. Надано формули для врахування розсіювання на

пласкому фацеті. Проаналізовано розсіювання на ребрах (гострих кромках) об'єкту, які знаходяться на стижах фацетів. Коротко проаналізовано інші компоненти поля та надано план проведення розрахунків для моделі складного об'єкта.

В останньому розділі проаналізовано розсіювання хвиль на елементах поверхні складного об'єкта. В якості моделі обрано стик двох фацетів та клин, який таким чином формується. Проаналізовано діаграми зворотного розсіювання такої структури для різних кутів клину та для різних довжин хвиль (визначалось відношення довжини ребра до довжини хвилі поля). Розглянуто індикатиси розсіювання для різних кутів клину та для різних напрямків на випромінюючу антенну систему. Висвітлено фізичні особливості отриманих залежностей поля та знайдено випадки для яких найбільший внесок у сумарне розсіяне поле дає та чи інша із розглянутих компонент поля.

Література

1. Stratton, Julius Adams, and L. J. Chu. "Diffraction theory of electromagnetic waves." *Physical review* 56.1 (1939): 99.
2. Gordon, W. "Far-field approximations to the Kirchoff-Helmholtz representations of scattered fields." *IEEE Transactions on antennas and propagation* 23.4 (1975): 590-592.
3. Knott, Eugene F., John F. Schaeffer, and Michael T. Tulley. *Radar cross section*. SciTech Publishing, 2004.
4. Babitsch, W. M. *Lineare Differentialgleichungen der mathematischen Physik*. Vol. 14. Walter de Gruyter GmbH & Co KG, 1968.
5. Ilyinsky, A. S., and Yu G. Smirnov. *Electromagnetic Wave Diffraction by Conducting Screens pseudodifferential operators in diffraction problems*. CRC Press, 2022.
6. Schwarzschild, Karl. "Die beugung und polarisation des lichts durch einen spalt. i." *Mathematische Annalen* 55.2 (1901): 177-247
7. Хричов, В. С., & Легенький, М. М. (2019). Фацетна модель об'єкту складної форми для розрахунку електромагнітного розсіяння. *Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка»*, (28), 44-52.
8. Kuryliak, D. B., and Z. T. Nazarchuk. "Illumination of a finite cone by an axial-symmetric electromagnetic wave." *Radio Physics and Radio Astronomy* 5 (2000): 29.
9. Sukharevsky, O. I., et al. "Pulse signal inverse scattering by perfectly conducting object located near uniform half-space." *Radio Physics and Radio Astronomy* 3 (1998): 137.
10. Razskazovsky, V. B. "Errors in Bearing Low-Altitude Millimeter-Wave Sources over Terrene." *Radio Physics and Radio Astronomy* 6 (2001): 50.
11. Lvovich, Yakov, Konstantin Razinkin, and Juraj Štefanovič. "The Simulation of Wave Propagation of Communication Systems in Urban Areas." *Information Technology Applications* 6.2 (2017): 69-83.
12. Rubik, Beverly, and Robert R. Brown. "Evidence for a connection between coronavirus disease-19 and exposure to radiofrequency radiation from wireless communications including 5G." *Journal of clinical and translational research* 7.5 (2021): 666.
13. Suharevsky, O., et al. "Scattering characteristics of Mi-8MT helicopter based on measurements of object scale model in an anechoic chamber." *Системи обробки інформації* 1 (2017): 109-114.
14. Саутін, О. О., et al. "Unmanned Aerial Vehicle Radar Visibility Estimation Procedure During The Flight Test." *Збірник наукових праць Державного*

- науково-дослідного інституту випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки 10.4 (2021): 124-128
- 15.Бойко, Юлій Миколайович, et al. "Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад." (2019).
 - 16.Казаков, О. Є. "Результати експериментального дослідження коефіцієнтів відбиття радіопоглинаючих матеріалів при опроміненні їх багаточастотним сигналом." Системи озброєння і військова техніка 1 (65) (2021): 80-83.
 - 17.Казаков, Є. Л., О. Є. Казаков, and В. М. Решетнік. "Експериментальне дослідження поляризаційно-розсіюючих властивостей радіолокаційної цілі конічної форми, покритої радіопоглинаючим матеріалом." Системи управління, навігації та зв'язку 5 (2019): 113-117.
 - 18.Ільницький, Л. Я., and Ю. В. Пепа. "Дифракція радіохвиль на циліндрі малого радіуса." Proceedings of National Aviation University 16.1: 54-57.
 - 19.Залевський, Г. С. "Оцінка відстані між об'єктами, при якій їх електромагнітною взаємодією можна зневажити, проведена методом інтегральних рівнянь." Системи озброєння і військова техніка 2 (2007): 59-63.
 - 20.Бархударян, М. В., and С. В. Кукобко. "Можливість застосування зенітної керованої ракети ЗМ8 у якості ракети-мішені." Системи озброєння і військова техніка 4 (2006): 3-6.
 - 21.Михалевський, Д. В. "Дослідження параметрів каналного та фізичного рівнів мереж стандарту 802.11 n." Научные ответы на вызовы современности: техника и технологии:[кол.] монография. Кн. 2, гл. 3: 52-76. (2016).
 - 22.Халатов, А. А., et al. "Бойові малорозмірні безпілотні літальні апарати з реактивною тягою: монографія." Дніпро: Ліра 144 (2023).
 - 23.Сургай, М. В., et al. "Оцінювання рівня радіолокаційної помітності снаряду ракетної системи залпового вогню Град у різних діапазонах довжин хвиль." Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил 2 (2017): 142-148.
 - 24.Fedorov, A., V. Chalyi, and V. Finaev. "Використання системи мультилатерації для підвищення якості радіолокаційного контролю повітряного простору." Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць 3.49 (2018): 55-60.
 - 25.Khudov, H., et al. "Аналіз існуючих шляхів підвищення ефективності виявлення малорозмірних повітряних об'єктів радіолокаційними засобами контролю повітряного простору." Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць 6.52 (2018): 38-43.

26. Drozdov, M. O. "Можливості пасивного протирадіолокаційного маскування озброєння та військової техніки." Військово-технічний збірник 6 (2012): 193-198.