

ЖИТОМИРСЬКИЙ ВІЙСЬКОВИЙ ІНСТИТУТУ ІМЕНІ С.П.КОРОЛЬОВА
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ТА ІНЖЕНЕРІЇ



КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

здобувача вищої освіти ступеня «бакалавр» заочної форми навчання
за спеціальністю «Телекомунікації та радіотехніка»

Тема: «ДОСЛІДЖЕННЯ ДС АНТЕНИ ІЗ СИНТЕЗОВАНОЮ
АПЕРТУРОЮ ДЛЯ РЛС БО»

Виконавець: Віта КАЗАКОВА

м. Житомир

2026

РЕФЕРАТ

Обсяг роботи складає 64 сторінки, які містять 4 розділи із 7 підрозділами та 1 підпунктом, а також 21 рисунок, 1 додаток.

У кваліфікаційній роботі проведено дослідження параметрів діаграми спрямованості антени з синтезованою апертурою радіолокаційної станції (РЛС) бокового огляду з метою підвищення кутової роздільної здатності з допомогою програмного забезпечення “Delphi 7”.

У першому розділі наведено обґрунтування необхідності високої кутової роздільної здатності РЛС бокового огляду та методи її підвищення. У результаті обрано метод штучного розкриву, який є найбільш ефективним на великих дальностях за малих розмірів реальної антени.

У другому розділі проведено розробку структурної схеми когерентного приймально-передавального тракту супутникової РЛС бокового огляду.

У третьому розділі здійснено розробку функціональної схеми приймального каналу з цифровою обробкою радіосигналів.

У четвертому розділі проведено моделювання та аналіз діаграм спрямованості антени з синтезованою апертурою з метою усунення неоднозначності визначення координат радіолокаційної цілі супутникової РЛС бокового огляду з допомогою програмного середовища “Delphi 7”.

Актуальність теми кваліфікаційної роботи полягає у використанні результатів дослідження для проектування антен з синтезованою апертурою, що розташовуються на штучних супутниках землі та літальних апаратах.

Перелік посилань складає 12 найменувань.

					<i>Кваліфікаційна робота</i>			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розроб.</i>	<i>Казакова В. В.</i>				<i>Дослідження ДС антени з синтезованою апертурою для РЛС БО</i>	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркшів</i>
<i>Перевір.</i>	<i>Карашук Н.М.</i>					<i>У</i>	<i>1</i>	<i>64</i>
<i>Реценз.</i>	<i>Іщенко І. А.</i>					<i>ЖВІ, 323 з. н.гр.</i>		
<i>Н.Контр.</i>								
<i>Затверд.</i>	<i>Соболенко С. О.</i>				<i>Пояснювальна записка</i>			

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	10
ВСТУП	12
1. ОБҐРУНТУВАННЯ НЕОБХІДНОСТІ ВИСОКОЇ КУТОВОЇ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ РЛС БОКОВОГО ОГЛЯДУ ТА МЕТОДИ ЇЇ ПІДВИЩЕННЯ	13
1.1. Обґрунтування необхідності високої кутової роздільної здатності РЛС бокового огляду.....	13
1.2. Методи підвищення кутової роздільної здатності РЛС бокового огляду	14
1.2.1. Використання руху носія РЛС для підвищення роздільної здатності радіолокаційних станцій за кутовими координатами	16
2. РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙМАЛЬНО- ПЕРЕДАВАЛЬНОГО ТРАКТУ СУПУТНИКОВОЇ РЛС БОКОВОГО ОГЛЯДУ	24
3. РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПРИЙМАЛЬНОГО КАНАЛУ З ЦИФРОВОЮ ОБРОБКОЮ РАДІОСИГНАЛІВ.	28
4. АНАЛІЗ ДІАГРАМ СПРЯМОВАНOSTІ АНТЕНИ З СИНТЕЗОВАНОЮ АПЕРТУРОЮ З МЕТОЮ УСУНЕННЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТІ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ ЦІЛІ СУПУТНИКОВОЮ РЛС БОКОВОГО ОГЛЯДУ	36
4.1. Використання спрямованих властивостей приймальних елементів антенної решітки.	38
4.2. Застосування широкосмугових зондувальних сигналів.	40
4.3. Застосування нееквідистантних решіток	41
4.4. Вплив частоти повторення зондувальних сигналів на однозначність визначення кутових координат	51
4.5. Умова однозначності визначення РСА координат за дальністю	56
ВИСНОВКИ	60

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 62

ДОДАТОК А 64

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АД – амплітудний детектор
АП – антенний перемикач
АЦП – аналогово-цифровий перетворювач
БВЧ – блок високої частоти
БНЧ – блок низької частоти
БОП – блок оперативної пам'яті
БПЧ – блок проміжної частоти
ВК – вхідне коло
ВП – відеопідсилювач
ДП – дискримінаційний пристрій
ДС – діаграма спрямованості
ЕОМ – електронно-обчислювальна машина
ЕПТ – електронно-променева трубка
Зм. – змішувач
Зм.1 – змішувач 1
Зм.2 – змішувач 2
ЗП – запам'ятовуючий пристрій
ІМ – імпульсний модулятор
НАР – нееквідистантна антенна решітка
О1 – об'єктів 1
О2 – об'єктів 2
ПВЧ – підсилювач високої частоти
ПЗЗ – пристрій з зарядовим зв'язком
ПНЧ – підсилювач низької частоти
ППЗЗ – процесор на пристрої з зарядовим зв'язком
ППЧ – підсилювач проміжної частоти
РЛЗ - радіолокаційне зображення

					Кваліфікаційна робота	Арк
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

РЛС БО – радіолокаційна станція бокового огляду

РЛС – радіолокаційна станція

РСА – радіолокаційна станція з синтезованою апертурою антени

СAA – синтезована апертура антени

СГ – високостабільний гетеродин

СГПЧ – стабільний гетеродин проміжної частоти

СДС – система діаграми спрямованості

СФ – стискаючий фільтр

ФД – фазовий детектор

ФНЧ – фільтр низької частоти

ФО – фазообертач

ХС – характеристика спрямованості

Ц – ціль

ЦП – цифровий процесор

ЦСО – цифрова система обробки

ШСЗ – штучний супутник землі

					Кваліфікаційна робота	Арк
						11
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ВСТУП

В останні роки широкий розвиток отримали принципово нові радіолокаційні станції бокового огляду земної поверхні, що розташовуються на аеродинамічних та космічних літальних об'єктах. Це пояснюється необхідністю швидкого і надійного дослідження, вивчення та розвитку інженерно-екологічних, геологічних, космічних, метеорологічних та інших питань наукового та промислового розвитку. Поява радіолокаційних станцій бокового огляду земної поверхні стала практичним втіленням найновіших досягнень теорії радіолокації, великий вклад в розвиток якої зробили вчені: А. І. Берг, А. П. Мінц, В. А. Котельников та ін. Розвиток і вдосконалення РЛС БО відбувається через використання цифрових систем обробки сигналів, комп'ютерної техніки (бортових і наземних розрахункових систем), вдосконалення програмного забезпечення, застосування нових видів антен тощо.

Обмеження, що існували для РЛС, які встановлюються на літальних об'єктах, по підвищенню кутової роздільної здатності, просторової роздільної здатності, усунуті. Це дозволило застосування інших принципів роботи та методів побудови РЛС БО.

Для підвищення кутової роздільної здатності існують різні методи. Необхідно вибрати найефективніший, розглянути принцип роботи РЛС БО та особливості побудови її приймально-передавального тракту, які існують при забезпеченні роботи обраного методу. Провести програмне дослідження методів усунення негативних факторів, що виникають через особливості застосування супутникових РЛС БО.

Використання супутникових РЛС БО з високою кутовою та просторовою роздільною здатністю ефективно в дальньому космосі, як перспективний напрямок у вирішенні задач вивчення космічного простору; для санітарно-гігієнічних і медико-біологічних досліджень; трьохмірної реконструкції об'єктів і споруд та ін

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

1 ОБГРУНТУВАННЯ НЕОБХІДНОСТІ ВИСОКОЇ КУТОВОЇ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ РЛС БОКОВОГО ОГЛЯДУ ТА МЕТОДИ ЇЇ ПІДВИЩЕННЯ

1.1 Обґрунтування необхідності високої кутової роздільної здатності РЛС бокового огляду

Радіолокаційні станції бокового огляду використовуються як у військовій так і цивільній авіації. З їх допомогою можна картографувати місцевість, вести інженерну та геологічну розвідку, визначати льодове становище, скласти карти рослинності та сніжного покриву, вести спостереження за рухомих об'єктами і ін. [1-7].

Для забезпечення вищевказаних функцій РЛС БО мають наступні особливості [8]:

спостереження районів, розташованих на значному віддаленні від літального об'єкту;

одночасного огляду широкої смуги місцевості;

спостереження об'єктів в оптичному діапазоні хвиль;

отримання детальних радіолокаційних зображень незалежно від метеорологічних умов і часу доби;

виділення (селекції) рухомих цілей.

Однією з важливих вимог до РЛС БО являється висока роздільна здатність, яка визначає детальність відображення місцевості, можливість виявлення малорозмірних об'єктів, вимір характеристик відбиття земної поверхні, картографування місцевості тощо [8].

Сигнали, відбиті від цілей, завжди приймаються в умовах дії перешкоджаючих відбиттів від фону місцевості. Коли цілі є малорозмірними об'єктами, інтенсивність відбиття від фону місцевості може бути співмірною і навіть більшою потужності сигналів, відбитих від цілі. Тому виявлення ма-

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		13

лорозмірних об'єктів є найбільш складною задачею при огляді земної поверхні.

Ефективність виявлення малорозмірних об'єктів визначається високою кутовою роздільною здатністю РЛС БО [8]. Кутова роздільна здатність - здатність РЛС роздільного спостереження цілей, які мають різницю в координаті азимуту [8]. Висока роздільна здатність за кутовими координатами забезпечує отримання більш детального радіолокаційного зображення малорозмірних об'єктів на фоні відбиття від місцевості, підвищення ймовірності розпізнавання об'єктів і точності визначення їх координат [8].

Кутову роздільну здатність оцінюють шириною діаграми спрямованості (ДС) антени θ_0 за половиною потужності чи половиною ширини діаграми спрямованості між першими нулями $(\theta_0/2)$ [8].

Отже, необхідність високої кутової роздільної здатності РЛС БО обумовлена потребою отримання більш детального радіолокаційного зображення малорозмірних об'єктів. Тобто отриманням високоякісного зображення місцевості, що за своїм характером наближається до аерофотознімків.

1.2 Методи підвищення кутової роздільної здатності РЛС бокового огляду

Для підвищення кутової роздільної здатності РЛС БО існують різні методи. Вони ґрунтуються на виборі оптимального амплітудного розподілу поля в розкритті лінійної сумуючої антени, застосуванні явища надспрямованості і принципу фокусування, використанні мультиплікативних і інтерферометричних антенних систем, використанні літального апарату для синтезування штучного розкриття антени. В цих методах особлива увага спрямована на можливість зменшення ширини діаграми спрямованості антени в горизонталь-

					Кваліфікаційна робота	Арк
						14
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ній площині для забезпечення високої роздільної здатності за кутовими координатами [8].

Вищеперелічені методи підвищення кутової роздільної здатності мають свої переваги і недоліки. Діаграма спрямованості антени у всіх випадках визначає характер зміни вихідного сигналу РЛС, прийнятого від точкової цілі, в залежності від відносного кутового переміщення цілі і антени. При однакових розмірах розкриву антени ДС мультиплікативних антен у два рази, а надспрямованих антен в два і більше рази вужча, ніж у звичайної сумуючої антени з рівномірним розподілом поля у розкритті [8]. Проте мультиплікативні антени застосовуються в окремих випадках, наприклад, коли необхідно підвищити точність виміру координат невеликої кількості цілей чи збільшити контрастність окремих цілей на радіолокаційному зображенні [8]. В надспрямованих антенах, при збільшенні точності визначення кутових координат, зменшується коефіцієнт корисної дії, смуга пропускання. Вони використовуються в низькочастотному діапазоні хвиль [8]. Недоліком інтерферометричних антенних систем є неоднозначність у визначенні координат цілей, що потребує додаткових рішень її усунення [8].

Отже, розглянуті методи можуть знайти використання тільки в станціях, призначених для вирішення спеціальних, обмежених задач.

Якщо апіорно відомий закон переміщення РЛС відносно земної поверхні, то можливо використовувати поступальний рух літального апарату для формування штучного розкриву дуже великого розміру, що набагато перевищує довжину літального апарату. Тому метод штучного розкриву дозволяє забезпечити значно високу роздільну здатність РЛС за кутовими координатами при малих розмірах реальної антени.

1.2.1 Використання руху носія РЛС для підвищення роздільної здатності радіолокаційних станцій за кутовими координатами

Суть методу полягає у випромінюванні РЛС, яка встановлена на рухомому літаку, когерентних зондувальних сигналів; прийманні відповідних відбитих сигналів вздовж прямолінійної траєкторії польоту носія; їх запам'ятовуванні і когерентному (синфазному) складанні. Антена має штучний розкриття – ділянка траєкторії польоту літака [1]. Розмір ділянки визначається можливим часом запам'ятовування відбитих від земної поверхні, цілей сигналів.

Отже, антена штучного розкриття створюється шляхом послідовного розгортання її розкриття в часі. При цьому вважається, що просторова структура такої антени і обробка сигналів від окремих її елементів еквівалентні одночасно існуючій антенній системі. Мала антена, встановлена на літаку при боковому огляді, послідовно приймає сигнали (рисунок 1.1) [8]. Кожне послідовне положення літака, де відбувається випромінювання і приймання імпульсних сигналів, відповідає одному елементу еквівалентної синтезованої антени. Прийняті реальною антеною відбиті сигнали запам'ятовуються у пристрої пам'яті з врахуванням їх амплітуди і фази. Коли літак пролітає ділянку траєкторії $X = L$ (дивись рисунок 1.1) ці сигнали складаються в момент часу [8]

$$T_x = \frac{X}{W}, \quad (1.1)$$

де W - курсова швидкість літака.

В результаті обробки сигналів отримуємо відмітку про ціль, ширина якої за азимуту така ж, як і антена з розміром розкриття $X = L$. Тоді кутова роздільна здатність визначається шириною штучної ДС ($\theta_{ш}$), що формується на виході пристрою обробки [8].

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16

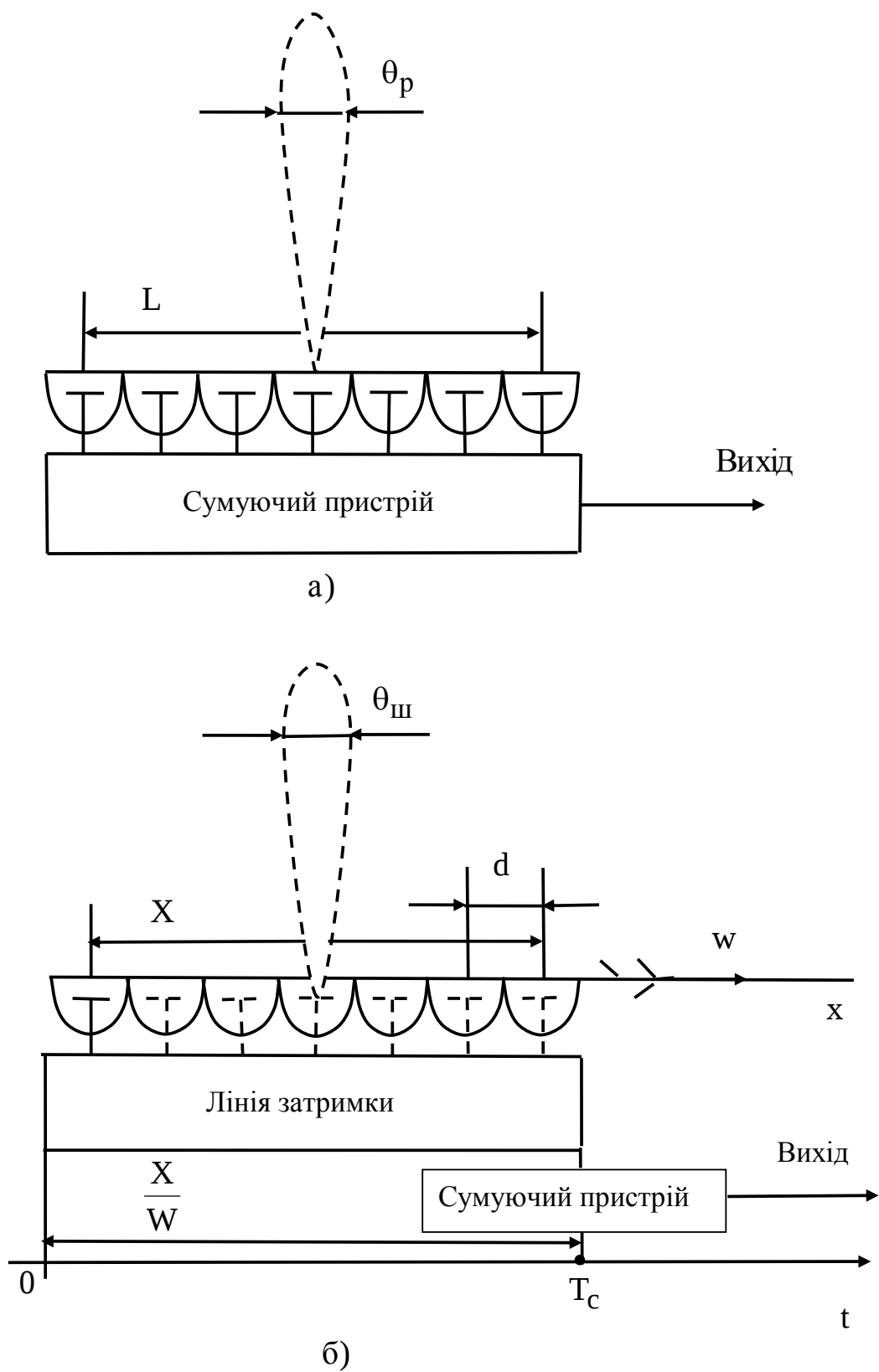


Рисунок 1.1. – Лінійна антенна решітка (а) і
еквівалентна їй синтезована антена (б)

Для виключення пропуску цілей, відстань між сусідніми положеннями штучного променя d (рисунок 1.2) повинна бути менше лінійної ширини цього променя в робочому діапазоні дальностей $R > R_{\min}$ [8].

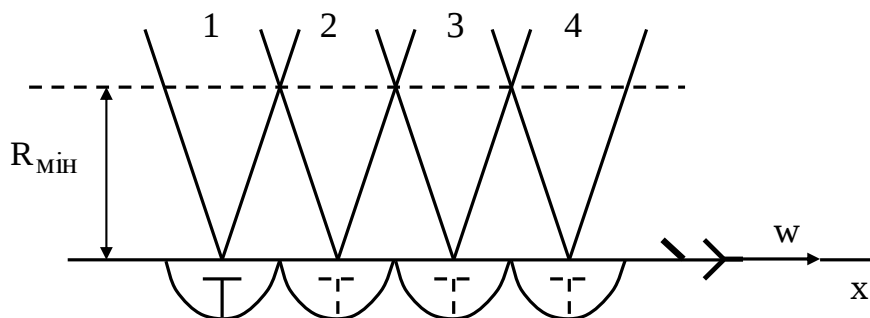


Рисунок 1.2 – Послідовний огляд простору РЛС з штучним розкритвом

Для реалізації методу штучного розкритву необхідно створити синфазне складання відбитих сигналів у різні моменти часу (рисунок 1.3). При кінцевому віддаленні цілі відстань до неї для різних положень реальної антени змінюється, що призводить до зміни фази сигналів. Допустиме значення максимального набігу фази

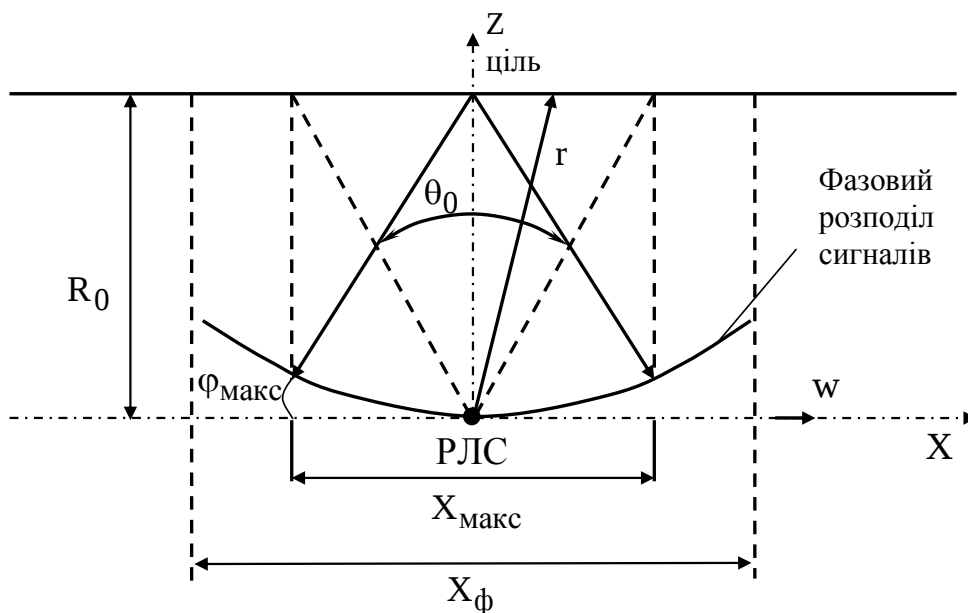


Рисунок 1.3 – Основні геометричні співвідношення для РЛС з штучним розкритвом антени

$\varphi_{\text{макс}}$ за рахунок зміни текучої дальності r до цілі інколи приймають рівним (рисунок 1.3) [8]:

$$\varphi_{\text{макс}} \approx \pi/4. \quad (1.2)$$

Величина $\varphi_{\text{макс}}$ визначає максимальний розмір штучного розкриву несфокусованої антени $X_{\text{макс}}$ (рисунок 1.3) і є максимально допустимим значенням, при якому ще можна не враховувати зміну фази відбитих сигналів [1].

У несфокусованих антенах, сигнали, прийняті в різних точках, сумуються без будь-яких додаткових зсувів. Враховуються тільки початкові фази коливань, що випромінюються і затримка в часі, обумовлена тим, що сигнали приймаються в різні моменти часу послідовно [1]. Через різний шлях від цілі до різних точок синтезованої решітки, остання буде несинфазною.

Максимальна величина несфокусованого штучного розкриву дорівнює [8]

$$X_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{R_0 \lambda}{2}}, \quad (1.3)$$

де R_0 - дальність дії РЛС;

λ - довжина хвилі.

Внаслідок розповсюдження сигналу до цілі і в зворотньому напрямку просторовий набіг фази в штучному розкритті активної РЛС в два рази більше, ніж у звичайної антени. Тому ширина її діаграми спрямованості рівна [8]

$$\theta_{\text{ш}} = \frac{\lambda}{2X_{\text{макс}}}, \quad (1.4)$$

де $X_{\text{макс}}$ - максимальний розмір штучного розкриву.

Мінімальне значення ширини ДС антени з несфокусованим штучним розкритвом [8]

$$\theta_{\text{шмін}} = \sqrt{\frac{\lambda}{2R_0}}. \quad (1.5)$$

					Кваліфікаційна робота	Арк
						19
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Тоді мінімальна роздільна здатність за кутовими координатами для цього випадку визначається відношенням [8]:

$$\delta_{x\min} = \theta_{\min} R_0 = \sqrt{\frac{R_0 \lambda}{2}}, \quad (1.6)$$

тобто вона не залежить від розмірів реальної антени, що розміщена на рухомому об'єкті, і може бути покращена за рахунок скорочення довжини хвилі.

У несфокусованій антені можливості синтезованого розкриву виконуються неповно. При значному збільшенні розміру антени, коли $\varphi_{\max} > \frac{\pi}{4}$, фазовий розподіл вздовж синтезованої антени приймає помітну квадратичну складову (рисунок 1.3). Тому переходять до сфокусованих антен.

У сфокусованих антенах при обробці сигналів квадратичні фазові помилки враховуються по розкриву в межах всієї ширини променя реальної антени [8].

Приймання відбитих сигналів від цілі, що знаходиться на дальності R_0 , буде відбуватись тільки на ділянці траєкторії X , що визначається шириною ДС реальної антени (рисунок 1.4).

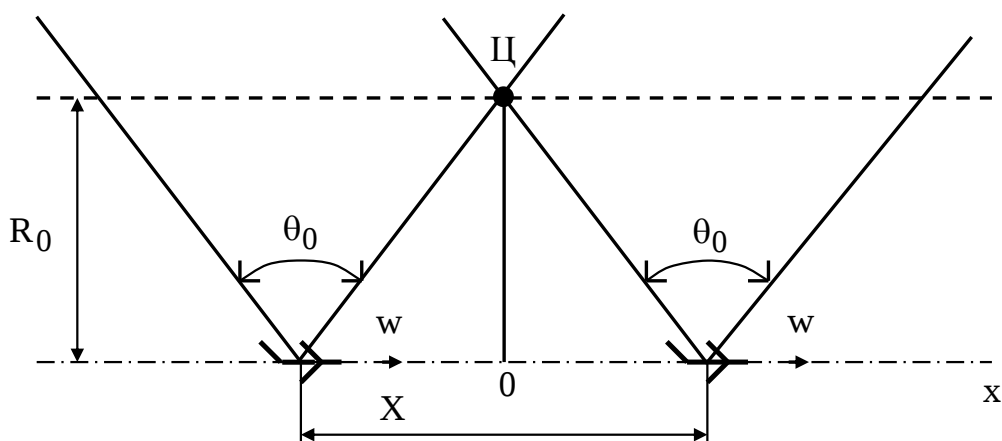


Рисунок 1.4 – Геометричне визначення довжини опромінення цілі в РЛС з штучним розкритвом антени

За допомогою РЛС БО зазвичай ведеться спостереження смуги земної поверхні, ширина якої за дальністю визначається величиною $R_{0\max} - R_{0\min}$. При цьому потрібно проводити фокусування на кожну точку цього діапазону дальностей від $R_{0\min}$ до $R_{0\max}$. Розмір штучного розкриву сфокусованої РЛС, що визначається лінійною шириною променя реальної антени, змінюється пропорційно дальності [8]

$$X = \theta_0 R_0, \quad (1.7)$$

де θ_0 - ширина ДС реальної антени РЛС.

Кутова роздільна здатність оптимальної РЛС, із сфокусованим штучним розкритвом антени буде при цьому рівна [8]

$$\theta_u = \frac{d_a}{2R_0}, \quad (1.8)$$

де d_a - розмір розкриву реальної антени.

Тоді лінійна роздільна здатність за кутовими координатами визначається за виразом [8]

$$\delta_x = \theta_u R_0 = \frac{d_a}{2}. \quad (1.9)$$

Таким чином, оптимальна РЛС з сфокусованим штучним розкритвом дозволяє отримати лінійну кутову роздільну здатність рівну $d_a/2$, що не залежить від дальності до цілі і довжини хвилі зондувального сигналу. Роздільна здатність таких РЛС збільшується зі зменшенням розміру реальної антени. Це пояснюється тим, що зі зменшенням реальної антени збільшується розмір штучного розкриву, який визначається лінійною шириною її ДС на заданій дальності.

Фокусування РЛС з штучним розкритвом антени на задану дальність зводиться до визначення відповідного цієї дальності закону обробки сигналів, який враховує зміну просторових і часових затримок сигналів, прийнятих по траєкторії польоту літального апарату.

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

При активному методі роботи РЛС, зміна фази, обумовлена різними просторовими набігами, подвоюється. Зміною текучої дальності r (рисунок 1.3) можна знехтувати [8]. Тоді закон затримки сигналів при утворенні сфокусованого штучного розкриву має вигляд [8]

$$\tau_{\text{ЛЗ}} = \frac{X}{2w} + \frac{X^2}{4cR_0} - t - \frac{w^2}{cR_0^2} \cdot t^2, \quad (1.10)$$

де X - ділянка траєкторії польоту літального об'єкту;

w - швидкість літального об'єкту;

c - швидкість світла;

t - час формування штучного розкриву.

Цей закон затримки сигналів при фокусуванні штучного розкриву на дальність R_0 для імпульсного режиму роботи РЛС можна реалізувати за допомогою схеми обробки приведеної на рисунку 1.5.

Вона складається із лінії затримки з відводами та пристрою сумування сигналів. Максимальна затримка дорівнює часу формування штучного розкриву [8]

$$2\tau_{0x} = \frac{X}{w}. \quad (1.11)$$

На відміну від схеми обробки несфокусованої РЛС з штучним розкритвом для квазідальньої зони в даному випадку відводи лінії затримки нерівномірні.

Отже, використання методу штучного розкриву є найбільш ефективним способом підвищення кутової роздільної здатності РЛС БО особливо на великих дальностях при малих розмірах реальної антени. Це дає можливість широкого практичного застосування даного методу.

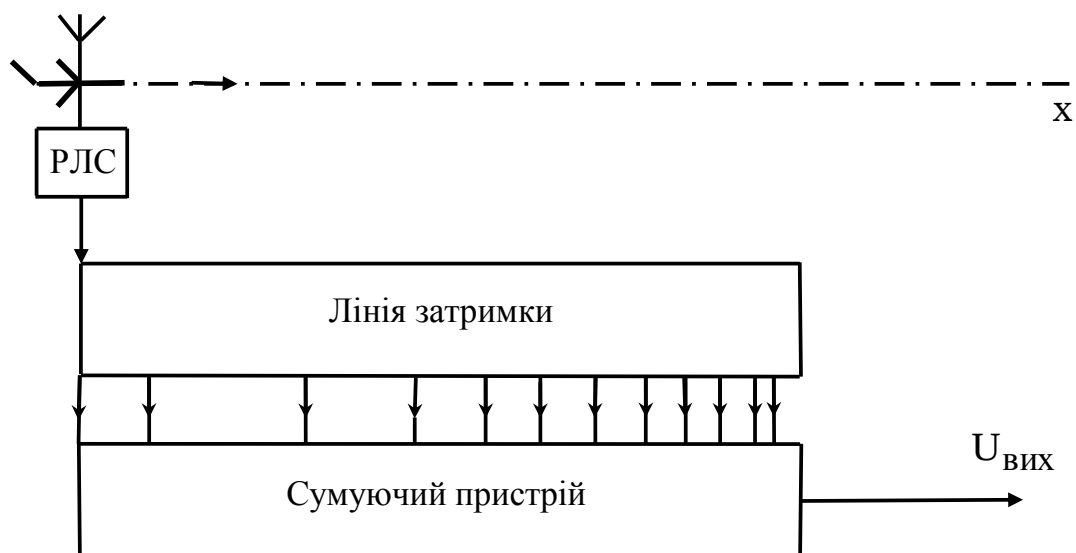


Рисунок 1.5 – Схема обробки сигналів в РЛС з штучним розкритвом антени

Інші методи можуть знайти використання в станціях, призначених для вирішення спеціальних, обмежених задач.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО ТРАКТУ СУПУТНИКОВОЇ РЛС БОКОВОГО ОГЛЯДУ

РЛС БО з штучним розкритвом антени мають ряд специфічних відмінностей від всіх інших РЛС огляду земної поверхні.

РЛС бокового огляду з штучним розкритвом складається з трьох частин: когерентного приймально-передавального тракту, системи обробки сигналів, допоміжних пристроїв [9]. Радіолокаційний приймально-передавальний пристрій, розташований на штучному супутнику землі, дає на виході сигнали, відбиті від цілей, зі збереженням інформації про їх фазову структуру. Система обробки забезпечує когерентне сумування цих сигналів від кожної цілі за час прольоту ШСЗ ділянки траєкторії, що дорівнює штучному розкритву антени. Допоміжні пристрої створюють узгодження режиму роботи РЛС з умовами польоту носія, характером цілей і задачею, що вирішується [9].

Принциповими вимогами, які пред'являються до когерентного приймально-передавального тракту РЛС з штучним розкритвом є висока амплітудно-фазова стабільність його параметрів [8]. Найбільше чутливим до фазових спотворень являється рівень бічних пелюсток. При огляді поверхні вони визначають динамічний діапазон вихідного зображення і, відповідно, можливість спостереження малорозмірних цілей на фоні місцевості. При цьому важливо, щоб сумарна середня потужність всіх бічних пелюсток була достатньо мала порівняно з потужністю головної пелюстки [8].

При високій стабільності приймально-передавального тракту відсутні випадкові зміни амплітуди і фази прийнятого сигналу при його проходженні в приймальному пристрої. Якщо відомий закон зміни амплітуди і фази сигналу, що випромінюється і сигналу гетеродина, такий приймально-передавальний тракт називається когерентним [8]. В простішому випадку когерентність тракту забезпечується строгою постійністю частоти (лінійною

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		24

зміною фази) сигналу, який випромінюється і сигналу гетеродина при постійній амплітуді цих сигналів.

Когерентна робота РЛС може бути забезпечена різними методами, які зводяться до реалізації систем двох класів [9]:

1. Істинно когерентні РЛС, в яких випромінювання передавача є когерентним і в приймальному пристрої відбувається порівняння фази сигналу, що приймається і сигналу, який випромінюється.

2. Псевдокогерентні РЛС, в яких випромінювання передавача є некогерентним, а когерентність РЛС забезпечується в приймальному пристрої шляхом запам'ятовування фази сигналу, що випромінюється і порівняння її з фазою сигналу, який приймається.

Оскільки реальний приймально-передавальний тракт вносить випадкові зміни в амплітуду і фазу відбитого сигналу, то забезпечення реалізації істинно когерентних РЛС є складним і громіздким. Наприклад, імпульс магнетронного передавача звичайної РЛС має випадкову початкову фазу відносно високочастотного сигналу гетеродина, розподілену рівномірно в межах $\pm \pi$ [10]. Приймально-передавальний тракт такої РЛС є повністю некогерентним за фазою.

Тому проведемо синтез псевдокогерентної системи приймально-передавального тракту РЛС БО (рисунок 2.1).

Для генерування зондувального сигналу використовуються передавач, що складається з імпульсного модулятора (ІМ) та магнетрона. Магнетрон в свою чергу генерує некогерентні імпульси високої частоти f'_0 , які мають деяку випадкову початкову фазу. Оскільки зондувальний сигнал є імпульсним, то можна використовувати антенний перемикач (АП) на випромінювання та приймання сигналів антеною. Сформовані передавачем імпульсні сигнали через антену випромінюються в простір.

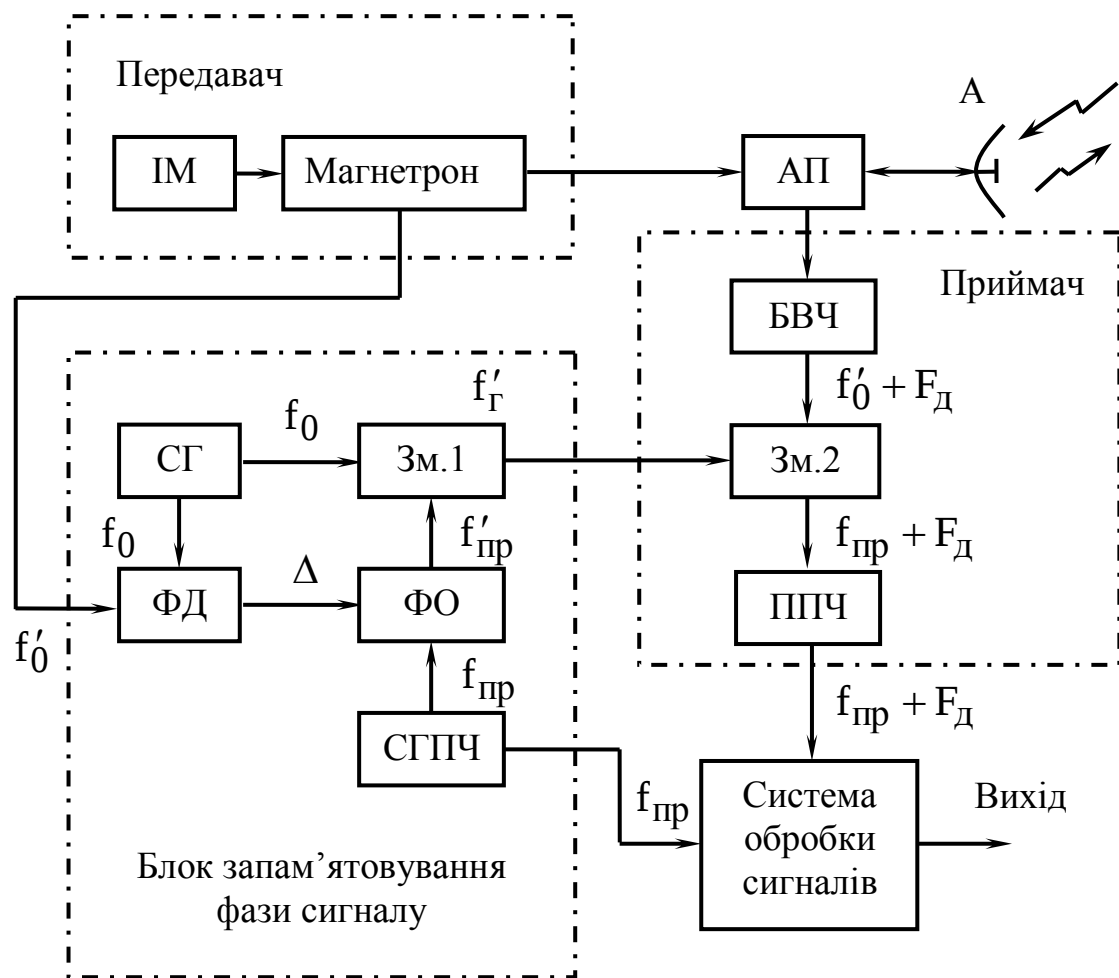


Рисунок 2.1. – Структурна схема псевдокогерентного приймально-передавального тракту РЛС БО

Для забезпечення когерентності РЛС в приймальному пристрої необхідно запам'ятовування фази сигналу, що випромінюється і порівняння її з фазою сигналу, який приймається. Для запам'ятовування фази сигналу, що випромінюється використовується високостабільний гетеродин (СГ) частоти f_0 , фазовий детектор (ФД), фазообертач (ФО), стабільний генератор проміжної частоти (СГПЧ), змішувач (Зм.1). Функцію порівняння фаз сигналу, що випромінюється і сигналу, який приймається виконує змішувач (Зм.2).

Для запам'ятовування фази імпульсів, які формує передавач, деяка їх частина поступає на фазовий детектор. Одночасно на фазовий детектор подається сигнал із високостабільного гетеродину з частотою f_0 . На виході фазового детектора отримуємо напругу, яка пропорційна різниці фаз двох сигналів, що були на вході фазового детектора ($f_0' - f_0 \cong \Delta, \Delta = U_{\text{вих.ФД}}$), які мають однакову частоту, але різні фази. Ця напруга поступає на фазообертач, куди одночасно подається сигнал проміжної частоти $f_{\text{пр}}$ із СГПЧ. За допомогою фазообертача коливання СГПЧ змінюються за фазою залежно від фази передавача і подаються на змішувач (Зм.1). Після змішувача (Зм.1) отримуємо сигнал з частотою f_z' ($f_z' = f_0' - f_{\text{пр}}$).

Відбиті від цілі сигнали поступають через антенний перемикач на змішувач (Зм.2) з деяким набігом частоти (частотою Доплера) $f_0' + F_d$. В змішувачі (Зм.2) відбувається порівняння за фазою випроміненого та прийнятого сигналів, тобто $f_0' + F_d - f_z' = f_{\text{пр}} + F_d$. Сигнал з частотою $f_{\text{пр}} + F_d$ підсилюється в підсилювачі проміжної частоти (ППЧ). Таким чином забезпечується когерентність приймально-передавального тракту РЛС БО.

Отже, розглянута схема псевдокогерентної системи приймально-передавального тракту РЛС БО задовольняє вищерозглянутим вимогам.

					Кваліфікаційна робота	Арк
						27
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

3 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПРИЙМАЛЬНОГО КАНАЛУ З ЦИФРОВОЮ ОБРОБКОЮ РАДІОСИГНАЛІВ

Використаємо супергетеродинний приймач, що є найбільш розповсюдженим та досконалим на даний час. Таке рішення пояснюється наступними його перевагами.

Супергетеродинний приймач дозволяє отримати високу вибірковість та смугу пропускання практично будь-якої необхідної величини: як широку (десятки мегагерц) так і значно вузьку (сотні герц) [10]. Залежно від смуги пропускання у приймачі може бути реалізована чутливість $10^{-14} - 10^{-20} \text{ Вт}$ [14].

До складу структурної схеми супергетеродинного приймача входять два основних блоки: блок високої частоти (БВЧ), блок проміжної частоти (БПЧ) та іноді блок низької частоти (БНЧ). У свою чергу БВЧ складається з вхідного кола (ВК), підсилювача високої частоти (ПВЧ). БВЧ забезпечує необхідну чутливість приймача та його вибірковість за дзеркальним каналом приймання (рисунок 3.1).

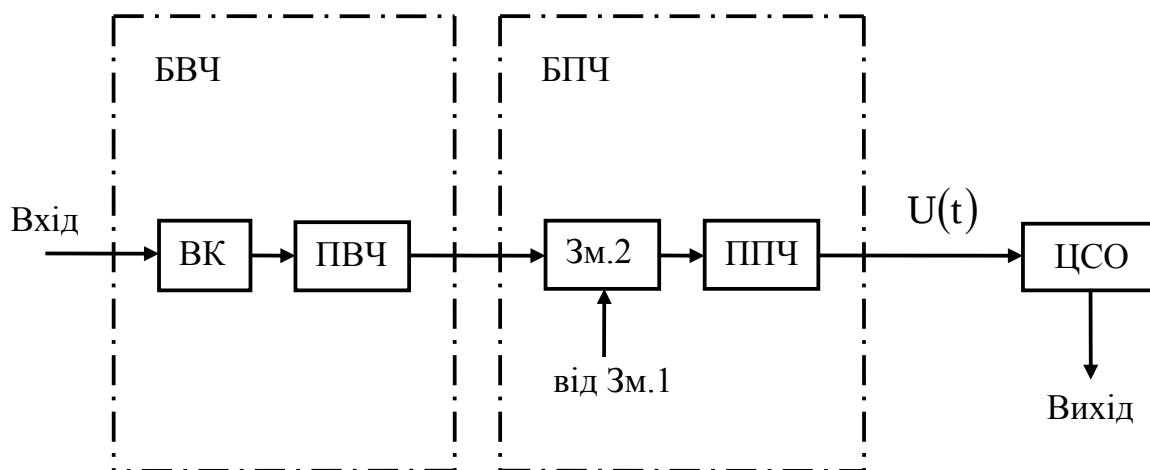


Рисунок 3.1 – Функціональна схема приймального каналу РЛС БО

Блок проміжної частоти складається із змішувача (Зм.2) та підсилювача проміжної частоти (ППЧ). БПЧ забезпечує основне підсилення і задану вибі-

рковість за дзеркальним каналом приймання [11]. Іноді для забезпечення потрібної вибіркості за дзеркальним каналом використовують багатократне перетворення частоти. Тоді БПЧ має декілька перетворювачів частоти (змішувачів та гетеродинів) і підсилювачів, які працюють на різних проміжних частотах.

Крім основних блоків супергетеродинний приймач може мати допоміжні системи: автоматичне підстроювання частоти та автоматичне регулювання підсилення; блок живлення.

Після блоку проміжної частоти використовуються системи обробки сигналів. У даному випадку обрано цифрову систему обробки сигналів, (рисунок 3.1), як найбільш сучасну, економічно вигідну та перспективну. Склад та принцип дії ЦСО наступний.

Цифрова система обробки представляє собою узгоджений з сигналом фільтр.

Об'єкти та відбивальну поверхню землі можна розглядати у вигляді набору точкових відбивачів. Такий розгляд дозволяє представити весь сигнал як суму сигналів, що відбиваються від точкових цілей. Щоб отримати радіолокаційне зображення кожного відбиваючого елемента земної поверхні, характеристики фільтра узгоджують з сигналом, що відбивається від точкової цілі.

Процес узгодженої фільтрації при цифровій обробці сигналів складається із двох операцій: множення сигналу на опорну функцію та інтегрування (складання) множень. Опорна функція є характеристикою фільтра та являє собою копію сигналу, з яким узгоджений фільтр. При цифровій обробці сигналів РСА опорна функція зберігається в блоці пам'яті, а її довжина визначає інтервал синтезування. При реалізації фільтра, узгодженого з сигналом, сам сигнал $U(t)$ і опорну функцію $h(t)$ доцільно представити в комплексній формі. Сигнал радіолокаційного зображення при цьому визначається модулем

					Кваліфікаційна робота	Арк
						29
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

вихідного сигналу узгодженого фільтра [11].

Необхідність представлення сигналу, що відбивається від точкової цілі, та опорної функції в комплексній формі полягає в наступному.

Для дискретизації сигналу в аналогово-цифровому перетворювачі (АЦП) потрібно передбачити інтервал дискретизації. Як відомо, його можна обрати за теоремою Котельникова [8]:

$$\Delta t = \frac{1}{2 f_m}, \quad (3.1)$$

де f_m - максимальна частота обмеження спектру сигналу.

Вона дорівнює:

$$f_m = f_0 + \frac{1}{2} \Delta f, \quad (3.2)$$

де f_0 - несуча частота сигналу;

Δf - ширина спектру сигналу.

З формул (3.1) та (3.2) випливає, що інтервал дискретизації буде дуже малим, оскільки частота f_m має велике значення. Це призведе до наявності великої кількості виборок (дискрет) з сигналу, що в свою чергу, вимагає великого об'єму пам'яті системи обробки (Гбіт/с) і високої швидкодії (до десяти мільйонів операцій за секунду) [9].

Для зменшення впливу максимальної частоти обмеження спектру сигналу f_m виконуються наступні дії.

Сигнал, що на вході ФД, представляється в комплексній формі [11]:

$$U(t) = U_m(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \operatorname{Re}\{\dot{U}_m(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\}, \quad (3.3)$$

де множник $e^{j\omega_0 t}$ є складовою, що враховує несучу частоту f_0 . Тому беремо тільки комплексну амплітуду сигналу

$$\dot{U}_m(t) = U_m(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \quad (3.4)$$

в якій враховується фаза сигналу $\varphi(t)$. Знання фази необхідне тому, що про-

					Кваліфікаційна робота	Арк
						30
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

цес обробки сигналів в цифровій системі РСА зводиться до того, щоб скласти всі відліки сигналу, які належать до різних відбиваючих об'єктів, з урахуванням фази.

Через формулу Ейлера комплексну амплітуду сигналу можна представити як:

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(t) = U_m(t) \cdot [\cos \varphi(t) + j \sin \varphi(t)] = U_o(t) \cdot \cos \varphi(t) + j U_{yav}(t) \times \\ \times \sin \varphi(t) = U_o(t) + j U_{yav}(t). \end{aligned} \quad (3.5)$$

У виразі (4.5) комплексна амплітуда сигналу представляється у вигляді двох реальних сигналів, що відповідають дійсній ($U_o(t)$) та уявній ($U_{yav}(t)$) частинам комплексного сигналу.

Розрахунок миттєвої амплітуди та фази сигналу з формули (4.4) робиться за виразами [11]:

$$U_m(t) = \sqrt{U_o^2(t) + U_{yav}^2(t)};$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{U_{yav}}{U_o}.$$

Формування комплексного сигналу відбувається наступним чином (рисунок 3.2) [11]. Сигнал з виходу ППЧ $\dot{U}_m(t)$ поступає на два фазові детектори. На перший ФД подається опорна напруга $\cos \omega_{np} t$, на другий ФД надходить ця ж напруга, але зсунута на 90° з допомогою фазообертача (ФО) - $\sin \omega_{np} t$. Це дозволяє на виході фазових детекторів отримати відеосигнали, що відповідають дійсній $U_o(t)$ та уявній $j U_{yav}(t)$ частинам комплексного сигналу. Дійсна та уявна частини сигналу поступають відповідно у синфазний і квадратурний канали обробки, в яких стоять фільтри низької частоти (ФНЧ). ФНЧ виділяють

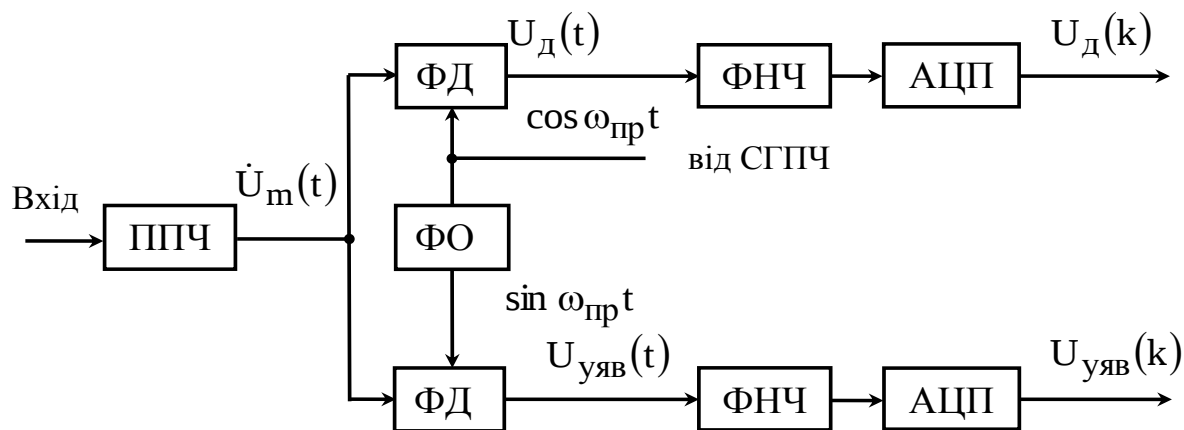


Рисунок 3.2 – Схема формування комплексного сигналу

огинаючи спектрів сигналів, у яких закладена корисна інформація. Для того щоб аналоговий сигнал на виході ФНЧ представити у вигляді двійкових кодів, його необхідно дискретизувати в часі та проквантувати за амплітудою. Для цього використовуються аналогово-цифрові перетворювачі (АЦП).

Після дискретизації відбитий від точкових цілей (траєкторний) сигнал стає функцією дискретного аргументу k . На виході синфазного і квадратурного каналів після АЦП маємо дискретні дійсну і уявну складові відбитого від цілі комплексного сигналу - $U_o(k)$ та $U_{уяв}(k)$ відповідно.

Процес обробки дискретних сигналів і отримання дискретного радіолокаційного зображення (РЛЗ) описується виразом [11]:

$$U_{рлз}(k) = \left| \sum_{n=1}^{N_n} \dot{U}(k+n) \cdot h(n) \right|, \quad (3.6)$$

де $U_{рлз}(k)$ - сигнал радіолокаційного зображення;

k – номер відліку сигналу зображення вздовж лінії шляху;

n – номер відліку опорної функції;

$\dot{U}$ - цифровий комплексний сигнал, $\dot{U} = U_o(k) + jU_{уяв}(k)$;

$\dot{h}(n)$ - цифрова комплексна опорна функція, $\dot{h}(n) = h_o(n) + jh(k)$;

N_n - кількість відліків опорної функції.

Формула (3.6) є дискретним аналогом кореляційного інтегралу. Для структурної реалізації схеми, що дозволяла б розрахунок формули (3.6), необхідно виконати наступні дії.

Для отримання k-го відліку вихідного сигналу вздовж лінії шляху потрібно перемножити n-ту опорну функцію з k-им вхідним сигналом:

$$U(k) = [U_o(k) + jU_{yav}(k)] \cdot [h_o(n) + jh_{yav}(n)] = U_o(k) \cdot h_o(n) + U_o(k) \times \\ \times jh_{yav}(n) + jU_{yav}(k) \cdot h_o(n) - U_{yav}(k) \cdot h_{yav}(n) = U_o(k) \cdot h_o(n) - U_{yav}(k) \times \\ \times h_{yav}(n) + U_o(k) \cdot jh_{yav}(n) + jU_{yav}(k) \cdot h_o(n). \quad (3.7)$$

Значення модуля дійсної та уявної частин вхідного сигналу дорівнює:

$$U_{плз}(k) = |U_o \sum(k) + jU_{yav} \sum(k)| = \sqrt{U_o^2 \sum(k) + U_{yav}^2 \sum(k)}. \quad (3.8)$$

У формулі (3.8) $U_o \sum(k)$ – сумарна дійсна складова відбитого цифрового сигналу, яка накопичена на інтервалі синтезування апертури антени. До неї входять відліки сигналу, що відноситься до одного відбиваючого об'єкта. Складова $U_{yav} \sum(k)$ – відповідно сумарна уявна складова відбитого цифрового сигналу.

З формул (3.7, 3.8) випливає, що для практичної реалізації пристрою цифрової обробки сигналів необхідно чотири перемножувачі, додавальний та віднімальний пристрої, накопичувальні суматори, пристрій для розрахунку модуля. Тому для розрахунку дискретного аналогу кореляційного інтегралу (4.6) можна застосувати наступну функціональну схему узгодженого цифрового фільтра (рисунок 3.3).

Після аналогово-цифрового перетворювача відбитий цифровий сигнал потрапляє на чотири перемножувачі, в яких реалізується операція комплексного перемноження $U(k+n)h(n)$. Потім відбувається окреме сумування дійсних і уявних частин з врахуванням знаку. В суматорах цифровий сигнал

накопичується на інтервалі синтезування і далі поступає на пристрої розрахунку модуля. Таким чином реалізується процес узгодженої фільтрації комплексного сигналу окремо для кожного каналу дальності.

На виході узгодженого цифрового фільтра отримуємо дискретну систему діаграми спрямованості (СДС), яка є реакцією цифрової системи обробки сигналів на одиночну точкову ціль [8]. Відбитий сигнал $\dot{U}(k)$, опорна функція $\dot{h}(n)$, а також дискретна СДС показані на рисунку 3.4, представлені своїми дійсними (рисунок 3.4, а, в) і уявними (рисунок 3.4, б, г) складовими, а СДС (рисунок 3.4, д) – модулем [8].

Функціональна схема приймального каналу з цифровою обробкою радіосигналів, з врахуванням вищерозглянутих складових, буде мати вигляд рисунку 3.5.

Про склад приймального каналу з цифровою обробкою радіосигналів можна визначити наступне.

1. Наявність структурної схеми супергетеродинного приймача пояснюється її розповсюдженістю та досконалістю.
2. З метою зменшення максимальної частоти обмеження спектру сигналу f_m використано квадратурну схему формування комплексного сигналу.
3. Функціональна схема цифрової системи обробки сигналів представляє собою цифровий узгоджений фільтр, що розраховує дискретний аналог кореляційного інтегралу. На виході цього фільтру отримуємо дискретну діаграму спрямованості радіолокаційного зображення.

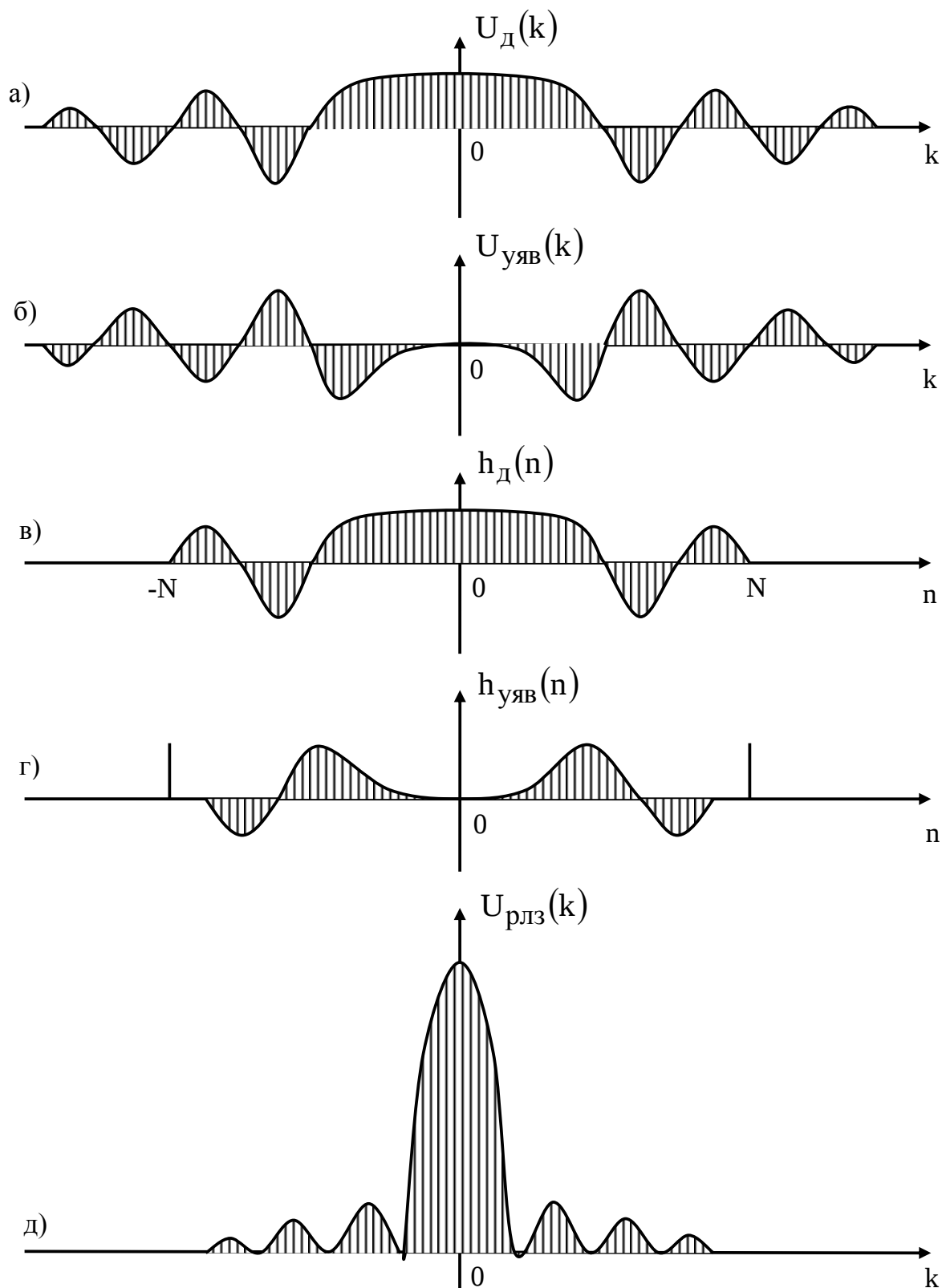


Рисунок 3.4 – Зміна дискретного вхідного сигналу при обробці в узгодженому цифровому фільтрі

4 АНАЛІЗ ДІАГРАМ СПРЯМОВАНOSTI АНТЕНИ З СИНТЕЗОВАНОЮ АПЕРТУРОЮ З МЕТОЮ УСУНЕННЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТІ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ ЦІЛІ

При використанні методу синтезування апертури антени РЛС бокового огляду, яка розташована на штучному супутнику Землі виникають деякі особливості. За відсутності методів їх усунення з'являються негативні фактори.

Існує неоднозначність у визначенні кутових координат цілей, а також неоднозначність визначення дальності до цілі (коли апіорно не відома висота польоту ШСЗ). Основними причинами цих неоднозначностей є:

велика швидкість польоту ШСЗ;

відносно велика дальність виявлення цілей радіолокації.

Однозначність виявлення кутових координат визначає умова єдиності головної пелюстки діаграми спрямованості дискретної антенної решітки [12]:

$$d_a \leq \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_c)}, \quad (4.1)$$

де d_a - відстань між приймальними елементами антенної решітки;

θ_c - напрямок головної пелюстки;

λ - довжина робочої хвилі.

Для РЛС БО будемо вважати, що

$$\theta_c = 0^\circ. \quad (4.2)$$

Врахуємо відмінності в формуванні ДС синтезованої антенної решітки, а саме [9]

$$\theta_u = \frac{\lambda}{2L_c}, \quad (4.3)$$

де θ_u - ширина ДС синтезованої антенної решітки;

L_c - розмір синтезованої апертури антенної решітки.

Тоді вираз (4.1) для РЛС синтезованою апертурою антени становить

$$d \leq \frac{\lambda}{2 \cdot (1 + |\sin \theta_z|)} = \frac{\lambda}{2}. \quad (4.4)$$

Звичайно, для радіолокаційних станцій з синтезованою апертурою антени, що знаходиться на аеродинамічних літальних об'єктах, проблеми неоднозначності визначення кутових координат і дальності до цілі не існує. Оскільки період повторення зондувальних сигналів T_n є таким, що відстань d , яку пролітає літальний об'єкт за цей період, є меншою половини довжини робочої хвилі $\frac{\lambda}{2}$. Величина d , визначається

$$d = T_n v, \quad (4.5)$$

де T_n - період повторення зондувальних сигналів;

v - швидкість руху літального об'єкта.

Отже, при порівняно невеликій швидкості руху аеродинамічних об'єктів, відносно швидкості руху ШСЗ, умова (4.4) виконується.

Оцінимо, як виконується умова (4.4) для РСА, яка розташована на ШСЗ. Для розрахунку, як приклад, візьмемо швидкість руху ШСЗ приблизною до першої космічної швидкості, $v = 7,5 \frac{M}{c}$, $H = 600 \text{ км}$. Довжина хвилі РСА при частоті $f = 10 \text{ ГГц}$ буде [12]

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^9} = 0,03 \text{ м}.$$

Спочатку розрахуємо період повторення зондувальних сигналів РСА (T_n), який визначатиме дискретність у часі когерентного додавання прийнятих сигналів.

Для однозначного визначення координат цілей з дальності необхідно, щоб період повторення T_n був не менший часу розповсюдження зондувального сигналу від РСА до цілі та від цілі до РСА, тобто

$$T_n \geq \frac{2R}{c}, \quad (4.6)$$

де c - швидкість світла;

R - максимальна дальність до цілі.

Для якісного аналізу припустимо, що $R = H$, тоді

$$T_n' \geq \frac{2 \cdot 600 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 4 \text{ мс}.$$

За цей час ШСЗ переміститься на відстань d , яка й визначатиме відстань між приймальними елементами синтезованої антенної решітки, тобто

$$d = T_n \cdot v = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 7,5 \cdot 10^3 = 30 \text{ м}.$$

Таким чином, $d > \lambda$ ($30\text{м} > 0,03\text{м}$) і умова (4.4) не виконується. З цього прикладу видно, що при розташуванні РЛС БО на ШСЗ з'являються в ДС синтезованої апертури дифракційні максимуми і однозначність визначення кутових координат радіолокаційної цілі не виконується.

Для забезпечення усунення неоднозначності визначення кутових координат відомі наступні методи [8]:

1. Використання спрямованих властивостей елементів антенної решітки.
2. Застосування широкосмугових зондувальних сигналів.
3. Перехід до нееквідистантних решіток.
4. Вплив частоти повторення зондувальних сигналів на однозначність визначення кутових координат.

Розглянемо ці методи з метою можливості їх використання для РСА.

4.1 Використання спрямованих властивостей приймальних елементів антенної решітки

Результуюча ДС антенної решітки з урахуванням ДС її елементів визначається правилом перемноження ДС [9]:

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		38

$$F_p(\theta) = F_e(\theta) \cdot F_c(\theta), \quad (4.7)$$

де $F_p(\theta)$ - нормована характеристика спрямованості (ХС) антенної решітки;

$F_e(\theta)$ - нормована ХС приймального елемента;

$F_c(\theta)$ - нормований множник системи (антенної решітки).

З формули (4.7) випливає, що можна підібрати таку ширину ДС приймального елемента, при якій результуюча ДС матиме тільки один максимум (дифракційні максимуми будуть відсутні) (рисунок 4.1).

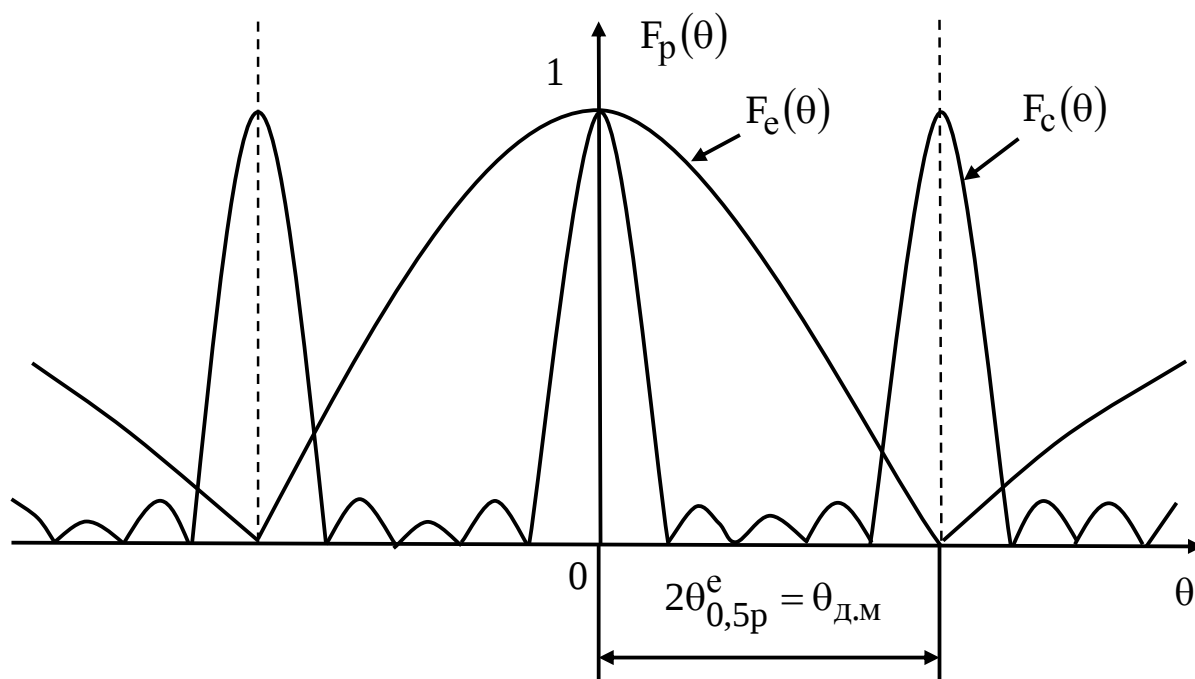


Рисунок 4.1 – Результуюча ДС антенної решітки

Ширина ДС приймального елемента

$$2\theta_{0,5p}^e = \frac{\lambda}{L_a}, \quad (4.8)$$

де L_a - розмір антени РСА.

Кутове положення першого дифракційного максимуму синтезованої структури можна знайти за формулою:

$$\theta_{д.м} = \frac{\lambda}{2d}. \quad (4.9)$$

З рисунку 4.1 можна зробити висновок, що для усунення неоднозначності визначення кутових координат (усунення дифракційних максимумів) необхідно виконати

$$2\theta_{0,5p}^e \leq \theta_{д.м}. \quad (4.10)$$

Або $\frac{\lambda}{L_a} \leq \frac{\lambda}{2d}$, тобто розмір антени РСА для попередньо розглянутого прикладу повинен бути

$$L_a \geq 2d = 2 \cdot 30 = 60 \text{ м}. \quad (4.11)$$

Отже, щоб за рахунок спрямованих властивостей реальної антени усунути неоднозначність визначення кутових координат, розмір антени, що розташована на ШСЗ, повинен бути не менше 60м для розглянутого прикладу.

Антену такого великого розміру розташувати на ШСЗ в принципі можливо, але дуже складно і практично невігідно.

4.2 Застосування широкосмугових зондувальних сигналів

Додаткові можливості щодо усунення неоднозначності виміру кутових координат знаходяться в структурі зондувального сигналу.

У [9] показано, що при збільшенні ширини спектра невизначеність зменшується.

Умова усунення неоднозначності за рахунок вибору ширини спектра зондувального сигналу визначається за такою формулою [14]:

$$\Delta f_z \geq \frac{T_n \cdot c}{T_0 \cdot \lambda}, \quad (4.12)$$

де Δf_z - ширина спектру зондувального сигналу;

T_0 - час формування синтезованої ДС.

Величину T_0 можна визначити за формулою:

					Кваліфікаційна робота	Арк
						40
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$T_0 = \frac{L_c}{v}, \quad (4.13)$$

щодо розміру синтезованої апертури антени L_c , то він дорівнює:

$$L_c = 2\theta_{0,5p}^e \cdot R_0 = \frac{\lambda}{La} \cdot R_0. \quad (4.14)$$

Тоді з урахуванням (4.13), (4.14) вираз (4.12) становитиме

$$\Delta f_z \geq \frac{T_n \cdot c \cdot v \cdot L_a}{\lambda^2 \cdot R_0}. \quad (4.15)$$

Для якісного аналізу припустимо, що $R = H$, а $d_{ан} = L_a = 10\text{м}$. Тоді ширина спектра зондувального сигналу згідно (4.15) дорівнюватиме:

$$\Delta f_z \geq \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 7,5 \cdot 10^3 \cdot 10}{(0,3)^2 \cdot 600 \cdot 10^3} = \frac{900 \cdot 10^8}{0,09 \cdot 6 \cdot 10^3} = \frac{900 \cdot 10^8}{0,54 \cdot 10^3} \cong 167 \text{ МГц}.$$

Отже, застосування зондувальних сигналів з достатньо широким спектром може усунути проблему кутової невизначеності. Але випромінювання сигналів, ширина спектра яких сотні мегагерц, зустрічає великі труднощі на практиці.

До речі, в [9] показано, що під час використання, так званих, несинусоїдальних радіосигналів (відеосигнали з дуже малою тривалістю) проблеми кутової невизначеності взагалі не існує.

4.3 Застосування нееквідистантних решіток

У нееквідистантних решіток відстань між приймальними елементами неоднакова: $d \neq const$.

Тому діаграма спрямованості таких решіток має тільки один головний максимум [12]. Перейти до нееквідистантної синтезованої решітки в принципі можливо, якщо період повторення зондувальних сигналів РСА не залишати постійним: $T_n \neq const$.

Доцільність застосування нееквідистантних решіток для однозначності

					Кваліфікаційна робота	Арк
						41
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

визначення кутових координат можна визначити шляхом математичного моделювання.

Результуюча ДС нееквідистантної антенної решітки (НАР) з синтезованою апертурою антени (САА) буде:

$$F_p = F_e(\theta) + F_c(\theta), \quad (4.16)$$

де $F_e(\theta)$ - нормована характеристика спрямованості реальної антени;

$F_c(\theta)$ - нормований множник системи для синтезованої антенної решітки.

Відповідно, нормована характеристика спрямованості реальної антени визначається [12]:

$$F_e(\psi) = \left| \frac{\sin \psi}{\psi} \right|. \quad (4.17)$$

У формулі (4.17) ψ - узагальнена кутова координата, яка дорівнює [12]:

$$\psi = \frac{k d_a}{2} \cdot \sin \theta, \quad (4.18)$$

де d_a - розмір розкриву реальної антени;

k - хвильове число: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$;

λ - довжина робочої хвилі.

Множник системи нееквідистантної антенної решітки з синтезованою апертурою антени знаходиться як [12]:

$$F_c(\theta) = \left| F_c(\theta) \right| = \frac{\left| f_c(\theta) \right|}{N} = \frac{f_c(\theta)}{N}, \quad (4.19)$$

де $\left| F_c(\theta) \right|$ - модуль комплексного нормованого множника системи синтезованої решітки;

$\left| f_c(\theta) \right|$ - модуль комплексного ненормованого множника системи синтезованої решітки;

N - кількість елементів синтезованої нееквідистантної антенної решітки (кількість точок прийому).

Комплексний множник нееквідистантної антенної решітки з синтезованою апертурою антени знаходиться як сума амплітудних і фазових розподілів від кожного елемента решітки [12]:

$$f_c(\theta) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{jk\rho_i \sin \theta}. \quad (4.20)$$

Формулу (4.20) можна записати як:

$$f_c(\theta) = e^{jk\rho_0 \sin \theta} + e^{jk\rho_1 \sin \theta} + e^{jk\rho_2 \sin \theta} + \dots + e^{jk\rho_{N-1} \sin \theta}.$$

Використовуючи формулу Ейлера, $e^{jk\rho_i \sin \theta} = \cos(k\rho_i \sin \theta) + j \sin(k\rho_i \sin \theta)$, отримаємо

$$\begin{aligned} \left| f_c(\theta) \right| = f_c(\theta) = & \{ [\cos(k\rho_0 \sin \theta) + \cos(k\rho_1 \sin \theta) + \cos(k\rho_2 \sin \theta) + \dots \\ & + \cos(k\rho_{N-1} \sin \theta)]^2 + [\sin(k\rho_0 \sin \theta) + \sin(k\rho_1 \sin \theta) + \sin(k\rho_2 \sin \theta) + \dots \\ & + \sin(k\rho_{N-1} \sin \theta)]^2 \}^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (4.21)$$

У формулі (4.21) наступні величини:

k - хвильове число для РЛС БО, $k = \frac{4\pi}{\lambda}$;

λ - довжина робочої хвилі;

ρ_i - відстань від нульового елемента решітки до того, що розглядається (вказує на розташування випромінювача в системі): $\rho_0 = 0$; $\rho_1 = d_1$;

$\rho_2 = d_1 + d_2$; $\rho_3 = d_1 + d_2 + d_3$; $\dots \rho_{N-1} = d_1 + d_2 + \dots + d_{N-1}$;

d_i - відстань між сусідніми елементами решітки.

Геометричне розташування відстаней ρ_i, d_i зображено на рисунку 5.2.

Маємо дані: $\lambda = 0,03\text{м}$; $d_a = 30\text{м}$; кількість елементів решітки візьмемо рівною $N = 11$; $d = 30\text{м}$. Величина синтезованого розкриву антени (рисунок 4.2) буде [12];

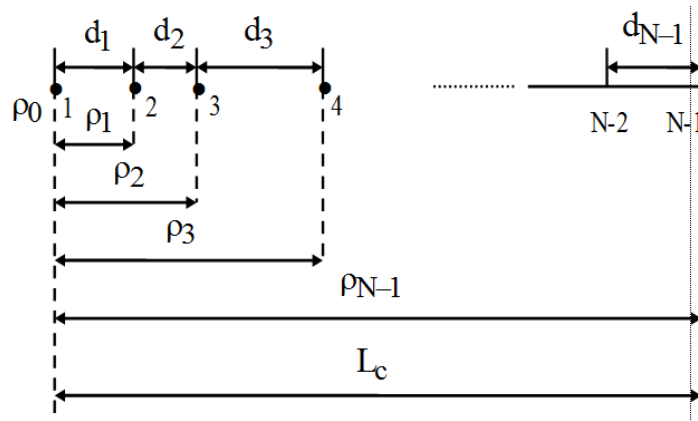


Рисунок 4.2 – Геометричне розташування елементів нееквідистантної антенної решітки в межах розміру синтезованої апертури (L_c).

$$L_c = (N - 1) \cdot d = (11 - 1) \cdot 30 = 300 \text{ м.}$$

Вищевказані формули та дані застосуємо для математичного моделювання ДС нееквідистантної антенної решітки з синтезованою апертурою антени. Математичне моделювання проведемо за допомогою програми “Delphi 7”. Алгоритм програми на рисунку 4.3 (ДОДАТОК А)

Оскільки формула (4.20) є загальною для еквідистантних і нееквідистантних решіток то задавши в програмі $d_i = 30 \text{ м} = \text{const}$, маємо ДС еквідистантної антенної решітки з САА (рисунок 4.4). Це необхідно для подальшого порівняння ДС еквідистантної решітки з САА із ДС НАР з САА.

В межах ширини ДС реальної антени ($F_e(\theta)$) (рисунок 4.4) маємо, крім головного, десять дифракційних максимумів. Рівень бокових пелюсток складає $F_{\text{бн}} = 22\%$ (рисунок 4.4). Ширина ДС реальної антени рівна $2\theta_{0,5p}^e = 0,17^\circ = 0,003 \text{ рад}$, що відповідає теоретичним розрахункам [12]:

$$2\theta_{0,5p}^e = \frac{\lambda}{d_a} = \frac{0,03}{10} \approx 0,17^\circ \approx 0,003 \text{ рад.}$$

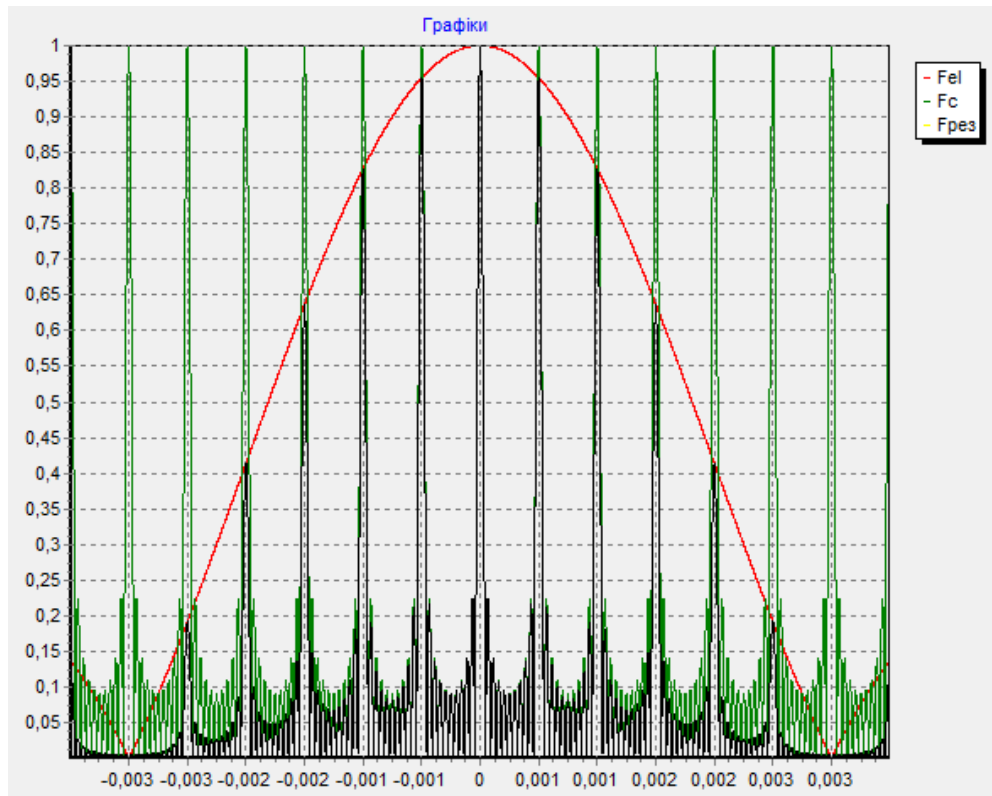


Рисунок 4.4 – Нормована ДС еквідистантної антенної решітки з САА

Отже, ДС еквідистантної антенної решітки з САА має дифракційні максимуми – це повна неоднозначність у визначенні кутових координат. Наявність дифракційних максимумів пояснюється тим, що в певних напрямках θ_i створюються умови [12] коли поля від всіх елементів решітки складаються у фазі і, відповідно, в напрямках θ_i утворюються дифракційні максимуми поля, рівні головному максимуму [12].

Рівень бокових пелюсток в межах ДС реальної антени еквідистантної антенної решітки з САА є незначним. Проте, враховуючи вищевказані недоліки, еквідистантні решітки не вирішують проблему неоднозначності визначення кутових координат. Перейдемо до аналізу ДС НАР з САА.

На рисунках 4.5, 4.6, 4.7 зображено графіки ДС нееквідистантних антенних решіток з САА при трьох різних законах зміни відстані між елементами решітки.

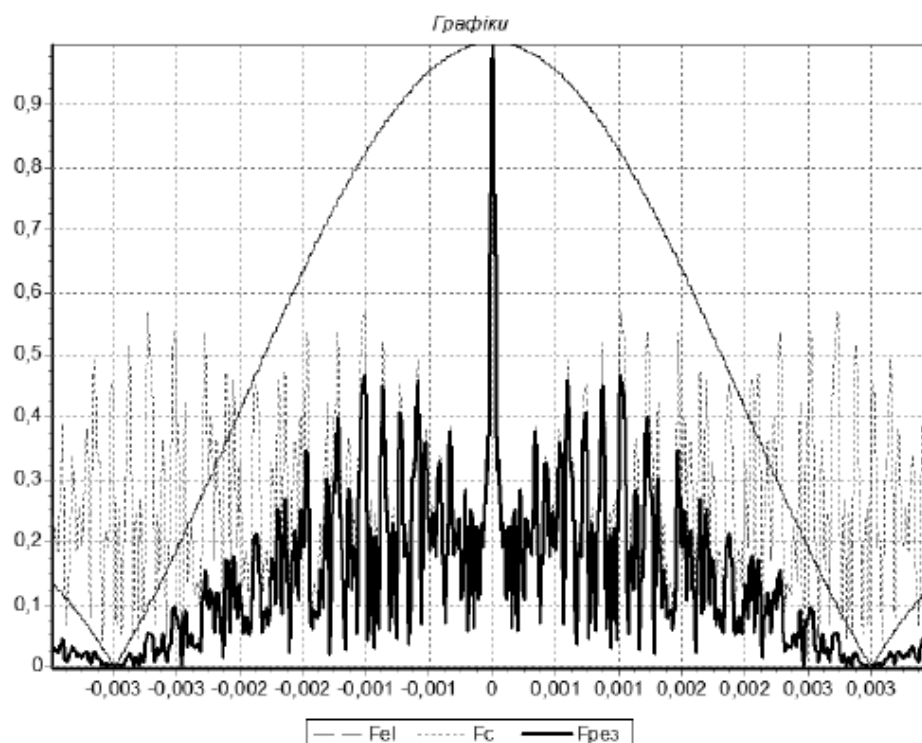


Рисунок 4.5 – Нормована результуюча ДС НАР при лінійному законі зміни відстані між елементами нееквідистантної антенної решітки

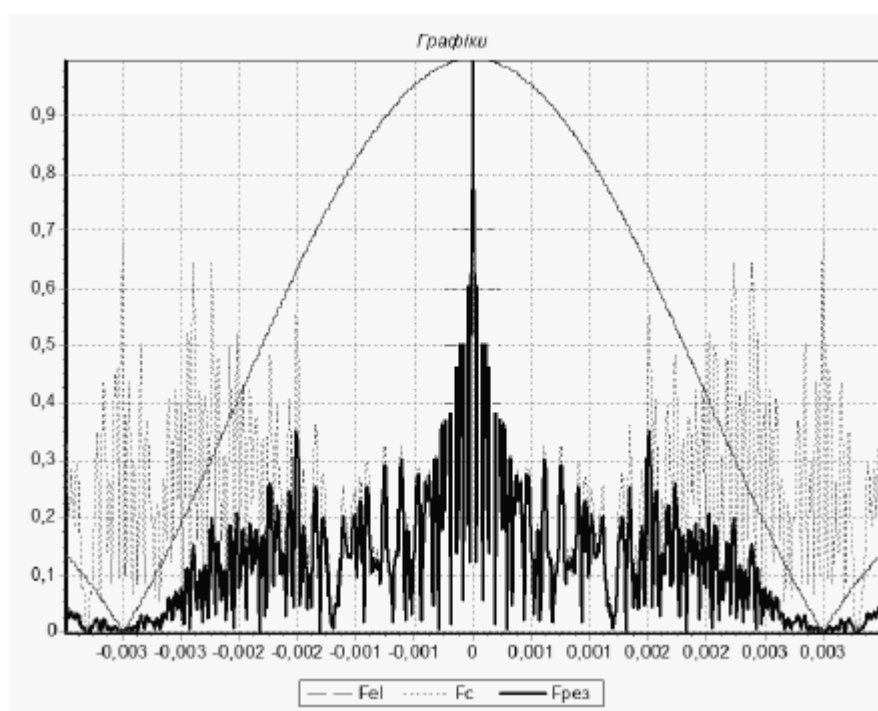


Рисунок 4.6 – Нормована результуюча ДС НАР коли всередині апертури елементи розташовані рідше, а по краях – густіше

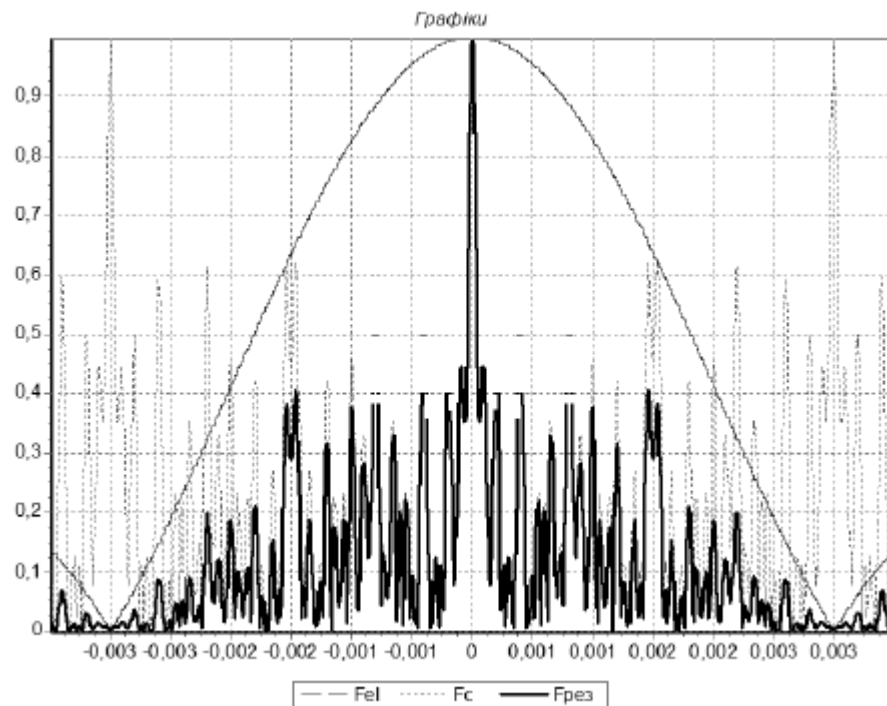


Рисунок 4.7 – Нормована результуюча ДС НАР коли всередині синтезованої апертури відстань між елементами менша, а по краях значно більша

Порівняльний аналіз цих рисунків дозволяє зробити наступні висновки.

1. Порівняно із ДС еквідистантної решітки у всіх трьох випадках відсутні дифракційні максимуми в межах ширини ДС реальної антени. Це пояснюється тим, що при розташуванні елементів решітки за певним законом у визначених напрямках умови синфазного складання полів окремих елементів, що призводить до утворення вторинних головних максимумів, порушуються [12].
2. Ширина головної пелюстки співмірна у всіх трьох випадках.
3. Існує наявність значного рівня бокових пелюсток.

При лінійному законі зміни відстані між елементами нееквідистантної антенної решітки з САА (рисунок 4.5) рівень бокових пелюсток в ширині ДС реальної антени складає $F_{\text{бн}} = 48\%$, боковий фон (густота розташування бо-

кових пелюсток) незначний.

Коли зміна відстані між елементами нееквідистантної антенної решітки в межах синтезованої апертури така, що всередині апертури елементи розташовані рідше, а по краях – густіше (рисунки 4.6), то спостерігається $F_{on} = 59\%$. У даному випадку рівень бокових пелюсток значно більший ніж при лінійному законі розміщення елементів в антенній решітці, його розташування переважно біля головного максимуму. Наявний значний боковий фон.

Отже, від закону розташування елементів у нееквідистантній антенній решітці залежить рівень бокових пелюсток в межах ширини ДС реальної антени. Тому, підбираючи закон розміщення елементів решітки в межах синтезованої апертури, можна знизити рівень бокових пелюсток, їх розташування і фон.

В еквідистантних решітках для зниження рівня бокових пелюсток використовують спадаючий по краях амплітудний розподіл, що ускладнює схему ділення потужності [12].

У нееквідистантних решітках для зниження рівня бокових пелюсток в ДС досягається шляхом того, що густина розміщення елементів в рівноамплітудній нееквідистантній решітці вибирається пропорційною амплітуді збудження в елементах еквідистантної решітки, схема живлення значно простіша при цьому [12].

Тому оптимальним, в даному випадку, є розподіл, коли всередині синтезованої апертури нееквідистантної антенної решітки відстань між елементами менша, а по краях значно більша. Рівень бокових пелюсток складає $F_{on} = 66\%$, проте боковий фон незначний. Але такий закон розподілу елементів решітки призводить до незначного розширення головної пелюстки ДС [12].

Отже, загальним недоліком для трьох випадків є наявність бокових пе-

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		48

люсток в межах ширини ДС реальної антени, які створюють шуми на вході приймача. Але маємо синфазну нееквідистантну решітку. В ній, при випроміненні енергії в напрямках, перпендикулярних лінії розташування вібраторів, на великих відстанях промені від окремих елементів проходять однакові шляхи, складаються синфазно [12]. Відповідно, напрямок головного максимуму ДС не змінюється, що підвищує однозначність визначення кутових координат.

За результатами математичного моделювання ДС нееквідистантної антенної решітки з САА можна зробити висновки.

Перевагою нееквідистантних антенних решіток є наявність одного головного максимуму в ширині ДС реальної антени, відсутність дифракційних максимумів.

Оптимальними є графіки ДС нееквідистантної антенної решітки з САА зображені на рисунку 4.7. Проте спостерігається значний рівень бокових пелюсток $F_{\text{бп}} = 66\%$. Досягти зниження $F_{\text{бп}}$ можна шляхом наступних міркувань.

Якщо створити нерегулярне розташування елементів, наприклад, за випадковим законом, то можна досягти низького рівня бокових пелюсток. Але для цього необхідно збільшити розмір синтезованої апертури антени і, в деякій мірі, кількість елементів решітки.

В даному випадку обмеження довжини синтезованої апертури ($L_c = 300\text{м}$) і незначна кількість елементів ($N = 11$) не дозволяють створити хаотичний закон, оскільки в будь-якому випадку спостерігається закономірне розміщення елементів решітки (детермінований хаос).

При дослідженні нееквідистантних антенних решіток з великою синтезованою апертурою і значною кількістю елементів, розташованих за хаотичним законом, числові методи розрахунку з використанням ЕОМ малоефективні. Необхідні статистичні методи розрахунку нееквідистантних систем. Ці

методи дозволяють передбачити

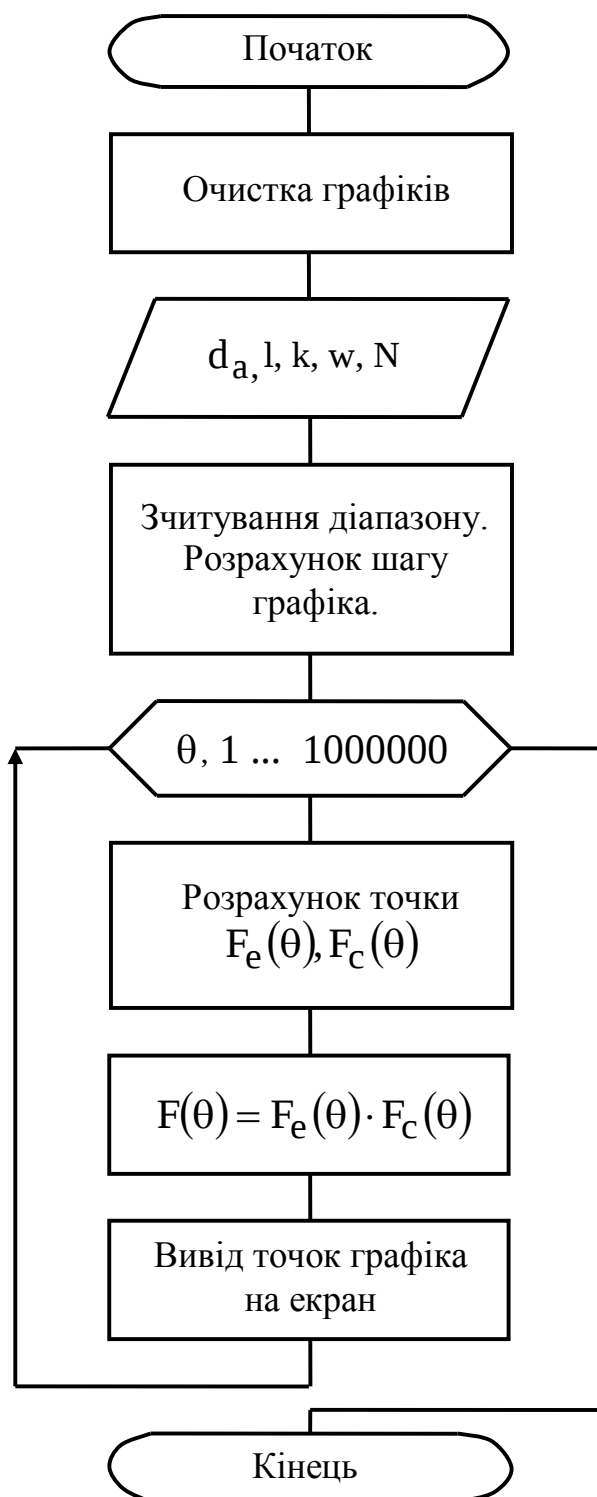


Рисунок 4.3 – Алгоритм програми дослідження ДС нееквідистантної антенної решітки з синтезованою апертурою антени

орієнтовно параметри решітки при різних законах розподілу елементів в решітці до виконання детальних розрахунків [12].

Щодо практичної реалізації нееквідистантних решіток, то зустрічаються істотні труднощі:

1. Складність розрахунку нееквідистантної решітки.
2. Складність генерування зондувальних сигналів з неоднаковим періодом повторення та наступної обробки прийнятих сигналів.

Ці перешкоди зменшують доцільність використання нееквідистантної синтезованої решітки для усунення неоднозначності визначення кутових координат.

4.4 Вплив частоти повторення зондувальних сигналів на однозначність визначення кутових координат

Основна умова (4.4) не виконується за рахунок великого періоду повторення зондувальних сигналів (малої частоти повторення $F_n = \frac{1}{T_n}$).

З цього випливає, що покращити ситуацію можливо при збільшенні частоти повторення зондувальних сигналів.

Але тоді з'являється невизначеність з дальності.

Не заглиблюючись у цю проблему (її будемо торкатися пізніше), розглянемо, яка величина F_n дозволить усунути неоднозначність визначення кутових координат.

Відстань d між приймальними елементами синтезованої апертури антени РСА становить:

$$d = T_n \cdot v,$$

та з урахуванням виразу (4.11)

$$d = T_n \cdot v \leq \frac{L_a}{2}. \quad (4.22)$$

Якщо перейти до частоти повторення F_n , то можна отримати

$$F_n \geq \frac{2v}{L_a}, \quad (4.23)$$

згідно з виразом (4.8)

$$L_a = \frac{\lambda}{2\theta_{0,5p}^e}. \quad (4.24)$$

Тоді формула (4.23) перетвориться на

$$F_n \geq \frac{2 \cdot v \cdot 2\theta_{0,5p}^e}{\lambda}. \quad (4.25)$$

Щоб вияснити зміст правої частини нерівності (4.25) розглянемо рисунок 4.8.

Відомо, що доплерівська частота дорівнює [11]:

$$F_\partial = \frac{2v_r}{\lambda}, \quad (4.26)$$

де v_r - радіальна швидкість радіолокаційної цілі відносно РСА.

З рисунка 4.8 випливає, що

$$v_r = v \cdot \sin \theta, \quad (4.27)$$

де θ - кут на радіолокаційну ціль від траверси польоту РСА.

Тоді доплерівська частота за рахунок руху носія РСА становитиме

$$F_\partial = \frac{2v \cdot \sin \theta}{\lambda},$$

а максимальна $F_{\partial, \max}$ в межах ширини ДС –

$$F_{\partial, \max} = \frac{2v \cdot \sin \theta_{0,5p}^e}{\lambda}. \quad (4.28)$$

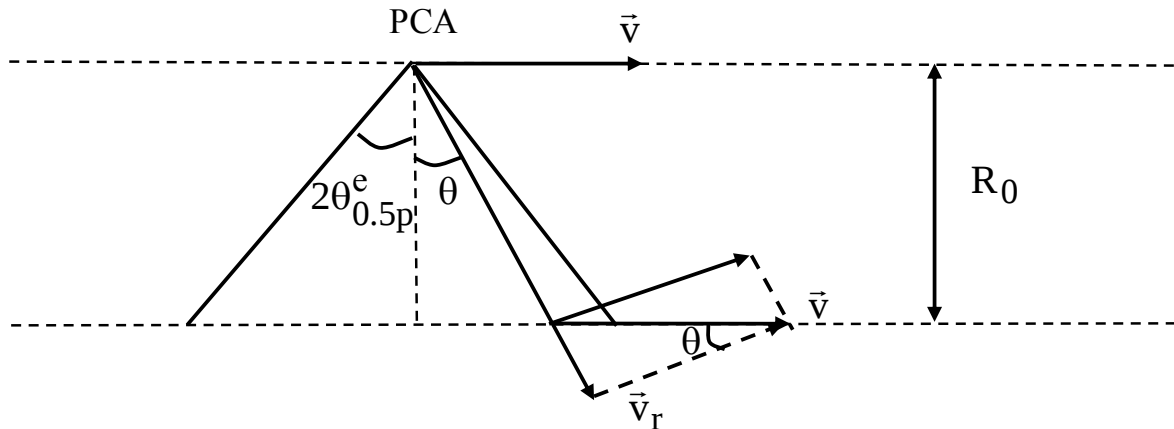


Рисунок 4.8 – Геометричні співвідношення для визначення змісту правої частини нерівності (4.25)

При малому значенні $\theta_{0.5p}^e$ можна формулу (4.28) спростити

$$F_{\partial.макс} \cong \frac{2v \cdot \theta_{0.5p}^e}{\lambda}. \quad (4.29)$$

Очевидно, в межах діаграми спрямованості антени доплерівська частота змінюється від мінус $F_{\partial.макс}$ до плюс $F_{\partial.макс}$, тобто спектр доплерівських

частот становить: $F_{\partial.макс} = \frac{2v_{r.макс}}{\lambda} = \frac{2 \cdot v \cdot \theta_{0.5p}}{\lambda} = \frac{v \cdot 2\theta_{0.5p}}{\lambda} = v \frac{\lambda}{\lambda L_0} = \frac{v}{L_0}$

$$\Delta F_{\partial} = 2 \cdot |F_{\partial.макс}| = \frac{2v \cdot 2\theta_{0.5p}^e}{\lambda}. \quad (4.30)$$

Таким чином для усунення неоднозначності визначення кутових координат слід вибирати величину частоти повторення зондувальних сигналів РСА згідно з (4.25) та (4.30) не меншу за величину спектра доплерівських частот:

$$F_n \geq \Delta F_{\partial}. \quad (4.31)$$

Для числових значень $v = 7,5 \cdot 10^3 \frac{м}{с}$; $L_a = d_a^H = 10 м$, $\Delta F_{\partial} = 2F_{\partial.м} = \frac{2v}{L_0}$

$$F_n \geq \frac{2\nu\lambda}{\lambda L_a} = \frac{2 \cdot 7,5 \cdot 10^3}{10} = 1500 \text{ Гц}.$$

З виразів (4.28) та (4.29) випливає, що для зменшення необхідної величини F_{Π} потрібно зменшувати ширину ДС, тобто збільшувати розмір антени РСА (L_a).

Для підтвердження теоретичних розрахунків та дослідження ефективності впливу частоти повторення зондувальних сигналів F_{Π} на однозначність визначення кутових координат проведемо математичне моделювання.

Нормована ХС приймального елемента, формула (4.7), буде [12]:

$$F_e(\theta) = \left| \frac{\sin \psi}{\psi} \right|, \quad (4.32)$$

де $\psi = \frac{\pi L}{\lambda} \cdot \sin \theta$ - узагальнена кутова координата, а нормований множник системи, формула (4.7), дорівнює:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{N \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right|, \quad (4.33)$$

де $\psi = \frac{4\pi}{\lambda} d \sin \theta - \phi_0$ - узагальнена кутова координата, у якій ϕ_0 - зсув за фазою між сусідніми елементами синтезованої антени, d - відстань між двома сусідніми елементами синтезованої антени. Відстань d дорівнює:

$$d = T_n \cdot v.$$

Частоту повторення зондувальних сигналів можна задавати через період повторення

$$F_n = \frac{1}{T_n}.$$

Тоді, маючи наступні числові значення $L = d_a = 10 \text{ м}$, $\lambda = 0,03 \text{ м}$, ϕ_0 вважати-

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		54

метою рівною нулю, $v = 7,5 \cdot 10^3 \frac{M}{c}$, проведемо розрахунки ДС еквідистантної антенної решітки при зміні частоти повторення зондувальних сигналів в межах 250 – 1500 Гц за допомогою програми “Delphi 7” на ЕОМ.

Алгоритм роботи програми зображено на рисунку 4.9.

Результати програмного дослідження діаграм спрямованості синтезованої еквідистантної антенної решітки, зображені на рисунках 4.10-4.12.

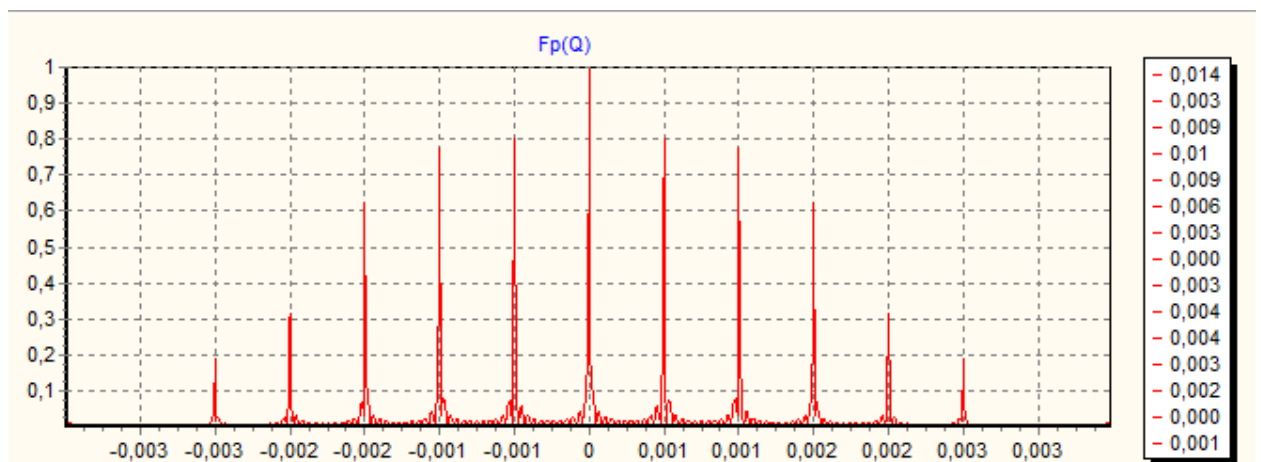


Рисунок 4.10 – Нормована ДС еквідистантної антенної решітки з САА за частоти повторення зондувальних сигналів 250 Гц

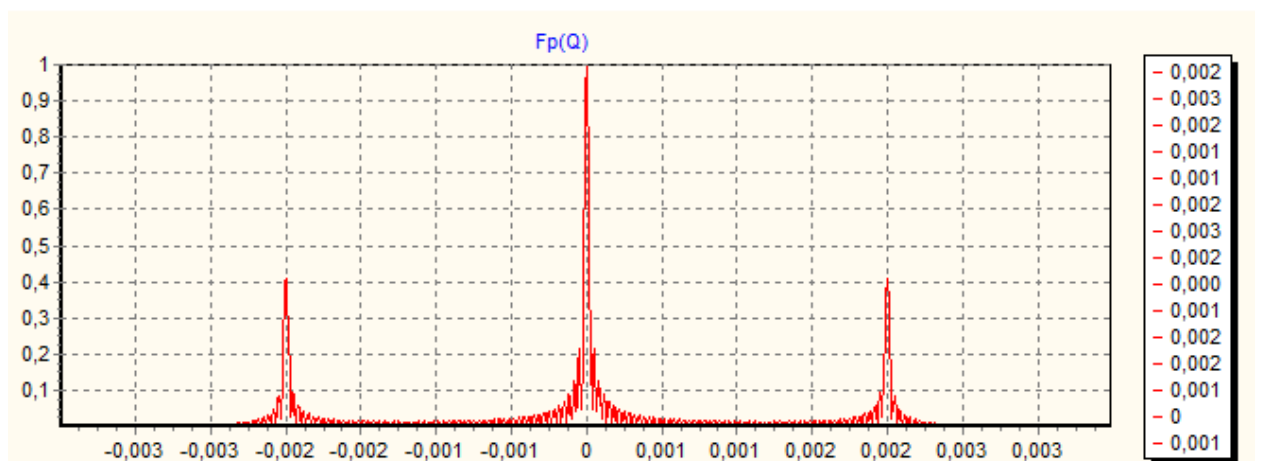


Рисунок 4.11 – Нормована ДС еквідистантної антенної решітки з САА за частоти повторення зондувальних сигналів 1000 Гц

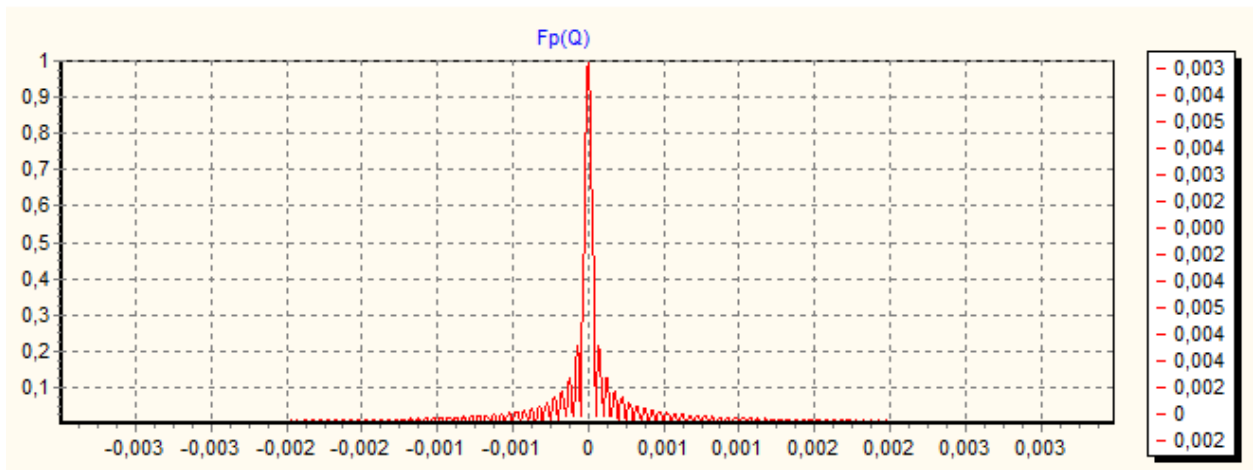


Рисунок 4.12 – Нормована ДС еквідистантної антенної решітки з САА за частоти повторення зондувальних сигналів $1500 \Gamma\text{ц}$

З рисунку 4.10 випливає, що при частоті повторення зондувальних сигналів $F_n = 250 \Gamma\text{ц}$ є наявність дифракційних максимумів нормованого множника системи $F_{\text{сис}}(\theta)$, що негативно впливає на однозначність визначення кутових координат. При частоті $F_n = 1000 \Gamma\text{ц}$ (рисунок 4.11) дифракційні максимуми присутні в головній пелюстці результуючої ДС антени, але в меншій кількості. Проте при частоті $F_n = 1500 \Gamma\text{ц}$ їх зовсім не існує (рисунок 4.12). Отже, для усунення неоднозначності визначення кутових координат необхідна частота повторення зондувальних сигналів $F_n = 1500 \Gamma\text{ц}$, яка задовольняє умову (4.29), що і було доведено за допомогою програми “Delphi 7”.

4.5 Умова однозначності визначення РСА координат за дальністю

На перший погляд умова усунення неоднозначності визначення кутових координат (4.29) призводить до появи неоднозначності з дальності.

Справді умова (4.29) потребує, щоб $F_n \geq 1500 \Gamma\text{ц}$, а для однозначності з

дальності необхідна частота повторення

$$F_n \leq \frac{c}{2R} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 600 \cdot 10^3} = 250 \text{Гц}.$$

Це протиріччя можна усунути за допомогою апіорної інформації про дальність до цілі для супутникової РСА, якщо радіолокаційні цілі розташовані на земній поверхні.

Визначимо максимальну частоту повторення зондувальних сигналів РСА, при якій ще не виникає багатозначності визначення координат із дальності.

Для цього розглянемо рисунок 4.13. На рисунку 4.13 показано

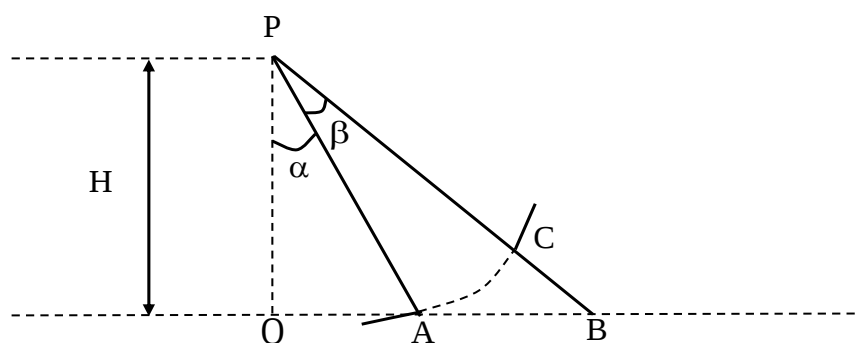


Рисунок 4.13 – Геометричні співвідношення для визначення максимальної частоти повторення зондувальних сигналів

P - літальний апарат з РСА;

OB - поверхня Землі, на якій розташовані радіолокаційні цілі;

β - ширина ДС антени РСА у вертикальній площині (площина “Е”);

AB - смуга огляду земної поверхні;

CB - смуга огляду похилої дальності, яка відповідає смузі огляду земної поверхні ($PA = PC$);

α - кут нахилу антени РСА.

Очевидно частота повторення зондувальних сигналів для поставленої мети повинна бути не більша

$$F_n \leq \frac{c}{2CB}. \quad (4.34)$$

Знайдемо залежність CB від параметрів антени РСА (параметрів α, β).

З трикутника POB маємо:

$$CB = PB - PA = \frac{H}{\cos(\alpha + \beta)} - \frac{H}{\cos \alpha};$$

$$CB = H \cdot \left[\frac{1}{\cos(\alpha + \beta)} - \frac{1}{\cos \alpha} \right]. \quad (4.35)$$

Таким чином, смуга огляду похилої дальності, тобто й огляду земної поверхні AB , залежить від ширини ДС антени РСА у вертикальній площині, висоти польоту носія РСА та кута нахилу антени РСА:

$$CB = f(H, \alpha, \beta). \quad (4.36)$$

Згідно з (4.34), (4.35) частоту повторення F_n необхідно вибирати в залежності від вищеназваних величин.

Наприклад, при $H = 600 \cdot 10^3 \text{ м}$; $\alpha = 10^\circ$; $L_a^E = d_{aE} = 0,09 \text{ м}$:

$$\beta = \frac{\lambda}{L_a^E} = \frac{0,03}{0,09} = \text{рад} = 19,1^\circ,$$

де $L_a^E = 0,09 \text{ м}$ - розмір антени РСА в площині "Е" згідно з (4.35).

$$CB = 600 \cdot 10^3 \cdot \left[\frac{1}{\cos(19,1^\circ + 10^\circ)} - \frac{1}{\cos 10^\circ} \right] = 77,4 \text{ км}.$$

Тоді згідно з (4.34)

$$F_n \leq 1938 \text{ Гц}. \quad (4.37)$$

У попередньому пункті було показано, що для усунення неоднозначності з кутових координат потрібно вибрати величину F_n

$$F_n \geq 1500 \text{ Гц}.$$

Це відповідає величині (4.37). Коли б не відповідало, то потрібно підбором величини α та β поставити (4.34) у відповідність до (4.29).

Таким чином, усунення неоднозначності визначення кутових коорди-

нат шляхом підбору частоти повторення зондувальних сигналів за умовою (4.29) на перший погляд призводить до появи неоднозначності з дальності. Але існує певна максимальна частота повторення зондувальних сигналів РСА, яка залежить від параметрів α , β , H , при якій ще не виникає цієї проблеми.

Оскільки маємо апріорну інформацію про дальність до цілі супутникової РСА, радіолокаційні цілі якої розташовані на земній поверхні, то існує однозначність визначення координат з дальності.

Моделювання та аналіз діаграм спрямованості антени з синтезованою апертурою з метою усунення неоднозначності визначення координат радіолокаційної цілі супутникової РЛС БО дозволяє зробити наступні висновки:

1. При використанні вищерозглянутих методів існують недоліки, що пов'язані зі складністю технічної реалізації антен та систем обробки сигналів.

2. Програмне дослідження ДС НАР з САА на ЕОМ не дає повної оцінки ефективності їх використання для однозначності визначення кутових координат радіолокаційної цілі.

3. Програмне дослідження показало, що вибір частоти повторення, яка більша величини спектру доплерівських частот, усуває неоднозначність визначення кутових координат.

4. Неоднозначності визначення координат з дальності не існує, оскільки відома висота польоту ШСЗ.

					Кваліфікаційна робота	Арк
						59
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

Аналіз виконаної роботи дозволяє сформулювати наступні висновки, важливі для визначення перспективних напрямків розвитку РЛС БО:

1. Необхідність високої кутової роздільної здатності РЛС бокового огляду обумовлена потребою отримання більш детального радіолокаційного зображення місцевості, що за своїм характером наближається до аерофотознімків.

2. Для підвищення роздільної здатності за кутовими координатами обрано найбільш ефективний метод штучного розкриття антени РЛС БО. Інші розглянуті методи є недоцільними для РЛС БО, яка розташована на літальному об'єкті з точки зору економічності і результативності.

3. Оскільки забезпечення істинно когерентного передавача є складним і громіздким, то розроблена структура схеми псевдокогерентної системи приймально-передавального тракту РЛС БО. Вона забезпечує когерентне складання сигналів для формування ДС антени штучного розкриття, шляхом запам'ятовування фази сигналу, що випромінюється.

4. Для отримання результуючої ДС антени РСА у функціональній схемі приймального каналу є ЦСО сигналів. Вона характерна високою швидкістю і великим об'ємом пам'яті, дає можливість, за допомогою програмного забезпечення, проводити математичні розрахунки з великою швидкістю, є пристосованою для бортових умов. Інші системи обробки сигналів мають недоліки перед ЦСО сигналів.

5. Програмування ДС НАР з САА визначило недоцільність використання НАР з САА для підвищення однозначності визначення кутових координат через перешкоди: складність розрахунку нееквідистантної решітки; наявність в ДС значного рівня бокових пелюсток.

6. Вибір частоти повторення зондувальних сигналів РСА, при якій відсутні дифракційні максимуми в результуючій ДС еквідистантної антенної

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

решітки, усуває неоднозначність визначення кутових координат. Це підтвердило проведене програмне дослідження.

7. Через відому висоту польоту ШСЗ неоднозначності визначення координат з дальності не існує.

8. За допомогою РЛС БО, що розташовані на ШСЗ за замовленням наукових та державних установ відбувається проведення локальних і комерційних зйомок з просторовою роздільною здатністю до 30 см для:

8.1. Пошуків ґрунтових будівельних матеріалів. Отримання необхідних і достатніх даних про їх джерела, кількість, якість і горно-геологічні умови для проектування і організації тимчасових кар'єрів по здобуттю ґрунтових матеріалів.

8.2. Пошуків джерел водопостачання на базі підземних вод (оцінка санітарного стану, розташування та т. ін.).

8.3. Моніторингу нафтових забруднень.

8.4. Отримання планів підземних і наземних комунікацій. Трьохмірної реконструкції об'єктів і споруд. Масштаб топографічних зйомок можна збільшувати чи зменшувати до необхідної, в залежності від стадії проектування і характеру об'єкта, що проектується, природних і технологічних умов території будівництва, величини.

9. На даний час розроблені нові методи дистанційного зондування землі з підвищеною кутовою та просторовою роздільними здатностями: дистанційна просторово-частотна спектрометрія; багаточастотне радіо просвічування іоносфери Землі на основі аналізу сигналів супутниково-навігаційних систем для реєстрації свідчень попереджень землетрусів і цунамі, природно-ресурсні і екологічні задачі та ін.

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		61

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. <https://www.radartutorial.eu/20.airborne/ab07.uk.html> (Принцип дії РСА).
2. Артющин Л. М., Станкевич С. А., Федотов Б. М. Оцінка точності вимірювання енергії відбиття земної поверхні в радіолокаторах із синтезованою апертурою. Український журнал дистанційного зондування Землі. № 11. 2016 р. С. 4-8.
3. Dobson M. C. Land cover classification and estimation of terrain attributes using synthetic aperture radar / M. C. Dobson, F.T. Ulaby, L.E. Pierce // Remote Sensing of Environment, 1995.— Vol. 51.— No.1.— P. 199–214.
4. Geudtner D. Sentinel 1 system capabilities and applications / D. Geudtner, R. Torres, P. Snoeij, M. Davidson, B. Rommen // Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'14). — Quebec: IEEE, 2014.— P. 1457–1460.
5. Long M. W. Radar Reflectivity of Land and Sea / M. W. Long.— Boston: Artech House, 2001. — 534 p.
6. Oliver C. Understanding Synthetic Aperture Radar Images / C. Oliver, S. Quegan.— Raleigh: SciTech Publishing, 2004. — 512 p.
7. Tsendbazar N. E. Spatial accuracy assessment and integration of global land cover datasets / N. E. Tsendbazar, S. de Bruin, S. Fritz, M. Herold // Remote Sensing, 2015. — Vol.7. — No. 12. — P. 15804–15821.
8. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору: конспект лекцій / К. С. Васюта, О. В. Тесленко, В. М. Купрій, О. А. Малишев. Х. : ХУПС, 2013. – 212 с.: іл.
9. Манойлов В. П. Дистанційне зондування Землі із космосу: науково-технічні основи формування й обробки видової інформації : монографія / В. П. Манойлов, В. В. Омельчук, В. В. Опанюк. –Житомир : ЖДТУ, 2008.–384 с.

					Кваліфікаційна робота	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		62

10. Коваль В.М. Пристрої приймання та обробки сигналів. Ч І. Лінійні каскади приймача. – Житомир: ЖВІРЕ, 2005.

11. Коваль В.М. Пристрої приймання та обробки сигналів. Ч ІІ. Принципи побудови приймальних пристроїв РТС. – Житомир: ЖВІРЕ, 2002.

12. Карашук Н. М. Дослідження можливостей усунення неоднозначності визначення кутових координат цілі супутниковою РЛС БО за допомогою застосування синтезованих нееквідистантних решіток. Вісник ЖДТУ. 2013. № 1 (64). С. 48-54.

					Кваліфікаційна робота	Арк
						63
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

