РОЗРОБКА СТРУКТУРИ Й АЛГОРИТМІВ ФУНКЦІОНУВАННЯ

СИСТЕМИ РАДІОЧАСТОТНОГО ВИЯВЛЕННЯ БЛИЗЬКОГО РАДІУСА

ДІЇ ДЛЯ ВИСОКОШВИДКІСНИХ НОСІЇВ

**УВЕДЕННЯ**

У багатьох технічних системах коштує завдання виявлення й упізнавання об'єктів, що перебувають у безпосередній близькості. Одержання інформації про навколишні об'єкти можна виконати різними способами, у тому числі за допомогою відеоспостереження й радіочастотного впізнавання (радіочастотної ідентифікації). Для впізнавання статичних або низкоскоростных об'єктів застосовують методи обробки інформації, отриманої при їхньому фотографуванні. Основним недоліком даного методу є необхідність забезпечення особливих умов зйомки (освітленість, змінна фокусна відстань для забезпечення різкості й ін.) і мала швидкість відновлення інформації, обмежена механікою фотозатворів або смугою пропущення аналогового відеотракту.

В умовах високих взаємних швидкостей спостерігача й об'єкта спостереження застосовні методи радіочастотного виявлення. При цьому обмеження на швидкість відновлення вихідної інформації накладає тільки продуктивність обладнання обробки. Результатом роботи даного обладнання повинна бути радіочастотна картина (РК) навколишньої спостерігача радіолокаційної сцени. На підставі РК можуть обчислюватися параметри навколишніх спостерігача об'єктів, визначатися відстань до них і ухвалюватися необхідні рішення.

У цей час створене велику кількість різних варіантів систем радіочастотного виявлення об'єктів, застосовуваних у системах військового й цивільного призначення. Це системи цілевказівки керованих артилерійських боєприпасів і зенітних комплексів, датчики стикувальних вузлів космічних апаратів і літаківазаправників, периметровые СвччДатчики й датчики рухи, а також багато інші системи, які вимагають аналізу навколишньої спостерігача обстановки в реальному часі. Існують і інші області застосування систем радіочастотного впізнавання, де вони потрібні, але дотепер не були застосовані через

високої ціни. До такої області можна віднести, наприклад обладнання попередження дорожніх аварій, обладнання завчасного включення систем життєзабезпечення перед неминучою аварією й інші. Більшості з них властиві певні недоліки, що не дозволяють рекомендувати їх до застосування в більшості випадках. Це може бути складність конструкції, отже, низька надійність, більші габарити й маса, висока споживана потужність, полегшене кліматичне виконання, низька функціональність і інші. Системи, позбавлені цих недоліків мають високу вартість і, в основному, призначені для рішення приватних завдань виявлення.

У багатьох випадках необхідно забезпечити скритність радіоканалу системи розпізнавання, а також високу перешкодозахищеність до активних і пасивних перешкод. Ця вимога визначає вибір частотного діапазону, структури приймально-передавального тракту й алгоритмів обробки сигналу. Важливим завданням також є математичне моделювання об'єктів спостереження для оцінки параметрів розробленої системи й для наступного технологічного тренування в умовах серійного виробництва.

Завдання побудови недорогої системи виявлення при розміщенні в малих габаритах високою надійністю, що володіє, технологічність і вирішальну всі основні завдання одержання й обробки інформації про РК, а також засобів контролю її працездатності дотепер вирішена не була. Висока потреба в даній системі в різних галузях техніки робить тему актуальної.

**Ціль роботи** й **завдання дослідження**

Метою проведення даної роботи є розробка структури й алгоритмів функціонування системи радіочастотного виявлення (СРО) з розширеними функціональними можливостями.

Для досягнення поставленої мети в роботі були вирішені наступні завдання:

розроблені математичні моделі об'єктів спостереження з використанням програми тривимірного проектування, проведений їхній аналіз за допомогою модифікованих співвідношень, що спрощують розрахунки в короткохвильовій частині міліметрового діапазону й позбавлених невизначеностей [1]. Написана програма для обробки даних, одержуваних при спостереженні, для їхнього наступного використання при настроюванні й налагодженню програмного забезпечення обчислювача СРО;

проведений порівняльний аналіз існуючих структурних схем систем радіочастотного виявлення об'єктів, визначені їхні гідності й недоліки з погляду ефективності застосування в складі малогабаритної апаратури;

розроблений високошвидкісний метод спектральної обробки з використанням швидкого перетворення Фур'є по підставі 8, застосовний у системах екстремально високої швидкості, що вимагають, аналізу радіочастотної картини, що й не має аналогів у стандартних бібліотеках функцій;

розроблений алгоритм виявлення радіосигналів на тлі шумів відомої щільності, що дозволяє обмеження застосування класичних алгоритмів виявлення;

розроблено 2 варіанта побудови бортовий СРО з використанням цифрової й аналогової обробки даних з оригінальним сканирующим приймально-передавальним модулем;

проведені оригінальні експериментальні дослідження з наявним макетом системи.

**Методи дослідження**

Відгуки, отримані СРО при спостереженні об'єктів, являють собою сукупність випадкових слабко коррелированных сигналів, які в чистому виді не представляють цінності при аналізі сцени. Тому при аналізі інформації необхідно використовувати статистичні методи й алгоритмічну обробку даних.

**8**

Для аналізу даних застосовуються методи швидкого перетворення Фур'є, реалізовані у вигляді меганфункцій зі складу інструментів програмування програмувальних логічних інтегральних схем (ПЛИС) фірми ALTERA®, а також функції перетворення по підставі 8, розроблені спеціально для підвищення швидкості обчислень.

Для виконання адаптивної фільтрації застосований метод вейвлет-преобразования. Даний метод перетерплює в цей час бурхливий розвиток у зв'язку з можливістю використання його при аналізі складних масивів даних (зображень, звукових сигналів) для виявлення в них характеристичних особливостей.

Для формування масивів тестових даних застосований метод формування математичної моделі не за допомогою традиційного спрощеного математичного опису, а за допомогою побудови моделі об'єкта в системі тривимірного моделювання. Даний метод у цей час застосовується при рішенні завдань далекої імпульсної радіолокації як один з найточніший, що дають найбільш повні дані про характер діаграми вторинного розсіювання об'єкта спостереження. Обробка даних заснована на використанні законів фізичної теорії дифракції Уфимцева.

**Наукова новизна** даної роботи полягає:

у модифіковані на випадок спостереження в міліметровому діапазоні співвідношеннях для моделювання радіолокаційної сцени діаграми, що враховують, спрямованості антен, критерій близької зони й розв'язну неоднозначність відомого методу [1];

у розробленій структурі системи радіочастотного виявлення, що має розширені функціональні можливості, такі як визначення відстаней і облік швидкостей об'єктів, що володіє просторовим дозволом за рахунок розробленого сканирующего антенного обладнання;

у підвищеній скритності радіоканалу, яка досягнута завдяки застосуванню приймально-передавальної системи із просторовим скануванням і вибору особливої частини СвчзДіапазону;

**9**

у розробленому алгоритмі виявлення радіосигналів на тлі шумів відомої щільності, що знижує обмеження застосування класичних алгоритмів виявлення;

у методах і алгоритмі адаптивної фільтрації сигналів, що дозволяють компенсувати втрати, внесені частотною обробкою й наблизити потенціал системи до теоретично можливого;

у проведених лабораторних і напівнатурних випробуваннях габаритного зразка системи радіочастотного виявлення, що дозволяють оцінити її працездатність;

**Основні положення роботи, що виносяться на** захист.

Співвідношення для розрахунку властивостей, що розсіюють, складних об'єктів, модифіковані на випадок спостереження в міліметровому діапазоні діаграми, що враховують, спрямованості антен, критерій близької зони й розв'язні неоднозначність відомих [1].

Структурні схеми цифрового й аналогового варіантів побудови малогабаритної системи радіочастотного виявлення, що реалізують високі вимоги до ймовірностей виявлення.

Евристичний алгоритм виявлення об'єкта спостереження на тлі поверхні, що підстилає;

Алгоритми обробки радіолокаційних даних, застосовні в малогабаритному обчислювачі обмеженої продуктивності, що компенсують недоліки відомих методів спектрального аналізу за рахунок виконання розкладання в базисі вейвлетов і адаптивної фільтрації.

- розширенням функціональних можливостей системи  
 радіочастотного виявлення, застосовної для використання в складі  
 малогабаритної апаратури в умовах впливу шкідливих факторів;

- модифікованими методами й засобами напівнатурного  
 моделювання радіочастотної картини, що вимагають менших апаратних

**10** витрат;

алгоритмами й програмами обробки даних, використаними в діючих зразках;

виготовленими діючими габаритними зразками системи радіочастотного виявлення й проведеними з їхньою допомогою експериментально-практичними роботами;

результатами проведених на НПП «ЛАМА» робіт з удосконалювання функціональних обладнань і алгоритмів обробки даних;

**1 ПОБУДОВА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ОБ'ЄКТІВ СПОСТЕРЕЖЕННЯ**

**1.1 Математична модель відбитого сигналу**

Для формування вимог до складових частин системи, необхідно одержати максимально достовірні відомості про характеристики об'єктів спостереження. Такі відомості можна одержати при проведенні натурних випробувань і локації реальних об'єктів, що представляє значні труднощі [13, 15], або за допомогою побудови математичних моделей. Побудова математичних моделей можна виконати за допомогою формального опису поверхні об'єкта. При використанні такого методу *побудова моделі, близької до реальної, практично неможливо.* Тому пропонується інший метод побудови моделі, що дозволяє швидко одержати досить точну модель будь-якого об'єкта.

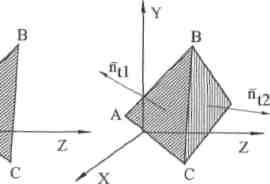
**1.1.1 Постановка завдання формування моделі об'єкта спостереження**

Проведемо побудову математичної моделі об'єкта спостереження, за допомогою тривимірної САПР. Даний метод дозволить одержати найбільш точну модель, що враховує характерні риси геометрії й властивостей поверхні будь-якого об'єкта. Можливість одержання тривимірної моделі у форматі, зручному для обробки надає пакет 3D Studio Мах будь-якої версії. Для моделювання будемо використовувати версію 4.2. Дані моделі виводяться програмою у вигляді текстового файлу й містять відомості про окремі крапки поверхні й нормалях до елементарних відбивачам, утвореним групами їх трьох крапок (трехточками). Приклад побудованої в САПР моделі наведено на малюнку 1а.

Під "трехточкой" будемо розуміти елементарний відбивач Аьсп (рисунок 16Д певний трьома крапками й нормаллю до поверхні. Таким чином, поверхня об'єкта можна представити як набір трехточек [1].

**14**





***ш***

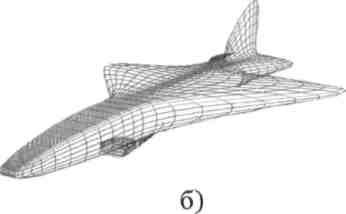
***кА***

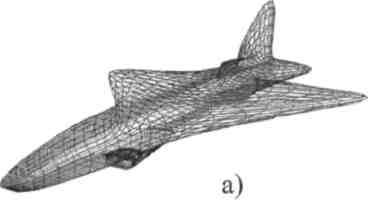
**a)**

**б)**

Рисунок 1 - Ілюстрація поверхонь, аппроксимированных ребрами й трикутниками

У якості моделі об'єкта спостереження в даній роботі буде використана модель планера з умовною довжиною 4 метра (рисунок 2).





а) усі грані видні;

б) невидимі грані виключені

Рисунок 2 - Тривимірна модель об'єкта спостереження

При моделюванні в розгляд потрібно ухвалювати тільки грані, "видимі" з боку передавача. Відомості про інші грані повинні бути вилучені з розгляду (рисунок 26J). Необхідно визначити можливість формування діаграми зворотного розсіювання, що містить дані про суперпозицію відбитих сигналів. Це досить складне завдання, але побудова абсолютна достовірної картини нам не потрібно [9], тому в подальших висновках будуть прийняті деякі спрощення. Наприклад, відразу візьмемо до уваги, що грані, частково закриті корпусом об'єкта, в

**15** розрахунок не ухвалюються.

На поверхні об'єкта внаслідок перевідбиття сигналів передавача між елементами конструкції утворюється складна картина, обумовлена дифракцією й інтерференцією сигналу. Характер цієї картини визначається взаємним розташуванням окремих елементів групи, що відбиває, володіють кожний своїми унікальними зокрема, і звичайно досить загальними електрофізичними властивостями. Сукупність таких елементів у радіолокації прийнято називати " радіолокаційною сценою", тому ми також будемо користуватися цим терміном. Кожний елемент сцени складається з кінцевого числа геометричних примітивів, кожний з яких має певні електрофізичні властивості, визначений у просторі сцени набором координат і може бути проіндексований. Як уже відзначене, під елементарними будемо розуміти нижчі ієрархічні елементи сцени: крапки поверхні, трикутники й ребра.

**1.1.2 Нижчі ієрархічні елементи поверхні об'єкта**

Елемент "крапка" належить поверхні об'єкта, визначає одну з вершин збіжних у ній трикутників і має трьома параметрами: Рх, Ру, Pz - координатами. Масив вертексов сцени ( від англ. vertex - вершина) - це масив крапок, що полягає з індексів і координат (таблиця 1).

Елемент "трикутник" являє собою плоску фігуру, що володіє наступним набором даних: унікальний індекс, координати вертексов, що належать масиву крапок об'єкта, і координати середньої крапки - крапки перетинання медіан трикутника. Середня крапка є початком локальних координат даного трикутника. З неї ж проводиться нормаль до трикутника, що визначає його ухил у світовий (загальної для сцени) системі координат. Під нормаллю розуміється одиничний вектор, проведений із крапки перетинання медіан трикутника, напрямок нормалі описується трьома координатами у світовій системі координат. Додатковий похідний параметр - площа трикутника.

**16**

Таблиця 1 - Фрагмент файлу даних моделі об'єкта спостереження

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| \*MESH { |  |  |
| \*TIMEVALUE 0 |  |  |
| \*MESH NUMVERTEX 112 |  |  |
| \*MESH NUMFACES 220 |  |  |
| \*MESH VERTEX LIST { |  |  |
| \*MESH VERTEX 0 3999.517 | 1.449 | 0.000 |
| \*MESH VERTEX 1 3984.833 | 1.449 | -92.705 |
| \*MESH VERTEX 2 3984.833 | 55.940 | -75.000 |
| \*MESH VERTEX 3 3984.833 | 89.617 | -28.647 |
| \*MESH VERTEX 4 3984.833 | 89.617 | 28.648 |
| \*MESH\_VERTEX 5 3984.833 | 55.940 | 75.000 |
| **\*\*\*\*\*\*\*** |  |  |
| \*MESH NORMALS { |  |  |
| \*MESH FACENORMAL 0 | 0.156 | 0.051 0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 0 | 0.156 | 0.051 0.986 |
| \*MESH VERTEXNORMAL 1 | 0.156 | 0.051 0.986 |
| \*MESH VERTEXNORMAL 2 | 0.156 | 0.051 0.986 |
| \*MESH\_FACENORMAL 1 | 0.097 | 0.133 0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 0 | 0.097 | 0.133 0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 2 | 0.097 | 0.133 0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 3 | 0.097 | 0.133 0.986 |
| \*MESH FACENORMAL 2 | -0.000 | 0.164 0.986 |
| \*MESH VERTEXNORMAL 0 | -0.000 | 0.164 0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 3 | -0.000 | 0.164 0.986 |
| **\*\*\*\*\*\*\*** |  |  |
| \*MESH FACENORMAL 4 | -0.156 | 0.051 0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 0 | -0.156 0.051 0.986 | |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 5 | -0.156 0.051 0.986 | |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 107 | -0.097 | -0.133 -0.986 |
| \*MESH VERTEXNORMAL 111 | -0.097 | -0.133 -0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 108 | -0.097 | -0.133 -0.986 |
| \*MESH FACENORMAL 217 | 0.000 | -0.164 -0.986 |
| \*MESH VERTEXNORMAL 108 | 0.000 | -0.164 -0.986 |
| \*MESH VERTEXNORMAL 111 | 0.000 | -0.164 -0.986 |
| \*MESH\_VERTEXNORMAL 109 | 0.000 | -0.164 -0.986 |
| Примітка - mesh\_face\_normals | - нормалі до елементарних | |
| відбивачам,- |  |  |
| mesh\_vertex - крапки, що утворюють | елементарні відбивачі | |
| (наведено близько 0,1 % обсягу файлу) | |  |

Третій найпростіший елемент - "ребро". Ребро визначається координатами утворюючих його вертексов (вершин), які входять у масив крапок об'єкта й двома трикутниками, від перетинання яких утворювалося ребро. Ребра, конвертовані 3DS, бувають двох видів: реальні, тобто экстраполируемые реальною кривизною об'єкта й віртуальн, що з'явилися при натягу трикутної сітки на гладкий об'єкт. У розгляд потрібно ухвалювати тільки перші.

Використовуючи дану техніку моделювання радіочастотної картини (РК) можна представити рух носія як сукупність окремих положень носія щодо елементів РК. Будемо розглядати антенну систему нашого обладнання, що як має одну єдину діаграму спрямованості. Таким чином, положення системи характеризується координатами фазового центру антеною системи Ps, вектором г діаграми спрямованості антени (ДНА), векторамирполяризаторами {el}, {е2} і вектором швидкості носія v (рисунок 3). Для проведення розрахунків необхідний алгоритм затінення невидимих з боку передавача елементів поверхні спостережуваного об'єкта.

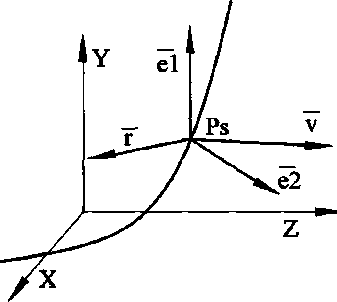


Рисунок 3 — Вектора, що визначають положення носія в просторі

Результуюче дифракційне поле розсіювання радіочастотної картини в цілому визначається шляхом підсумовування локальних полів розсіювання окремих елементів (трикутників і ребер), видимих передавачу в цей момент часу й приналежних різним елементам картини. Відзначимо, що на відміну від застосовуваної раніше методики завдання РК, у розгляд тепер також нескладно прийняти й фонові утвори.

**1.1.3 Рівняння поля розсіювання**

Відповідно до розглянутої методики результуюче поле розсіювання сцени представляється у вигляді когерентної суми п'яти компонентів, різних по способу їх розрахунку

**18**

**(1)**

-'-'Dace -Стелив "\*" -tlvn "• Ііво "• -пеп "\*" -М

-pace -"-глад • -«-тер ' -в ' -пер ' -в.пер-

де Еглад - повне поле розсіювання гладких елементів поверхні;

Екр - повне поле розсіювання криволінійних ділянок (ребер);

Ев0 — повне поле розсіювання зовнішніх об'єктів;

Епер\_ повне поле розсіювання, обумовлене перевідбиттям між елементами складного об'єкта;

Ево.пер — повне поле розсіювання, обумовлене перевідбиттям між зовнішніми об'єктами й елементами складного об'єкта.

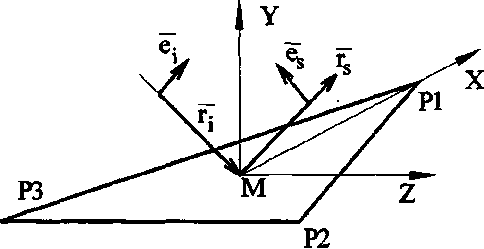


Рисунок 4 - Набір координат

елементарного трикутника в

світовій системі координат

Перший компонент ЕгЛад у співвідношенні (1) формується шляхом когерентного підсумовування полів розсіювання всіх трикутників, що апроксимують поверхню складного об'єкта й "видимих" передавачу з даного ракурсу спостереження. Як ми вже відзначали раніше, у структуру об'єкта трикутного елемента ( для збереження понять об'єктно-орієнтованого

програмування) входять наступні примітиви: три утворюючі його вершини, середня крапка трикутника, нормаль до його площини, площа трикутника й індекс, що визначає приналежність до одному з елементів сцени. Для визначення локального неуважного поля трикутного елемента вибирається система координат трикутника відповідно до малюнка 4. Початком локальної системи координат служить середня крапка трикутника (крапка перетинання медіан). У якості осі Y вибирається нормаль до площини трикутника, вісь X проводиться із середньої крапки в першу з вершин трикутника, а вісь Z визначається шляхом векторного добутку двох цих векторів. Ухвалюється в розрахунок той факт, що дискретність розподілу поверхні складного об'єкта програмою 3DS повинна

19 бути задана такий, щоб будь-який лінійний розмір трикутника відповідав критерію далекої зони, виходячи з умов наступного спостереження [6,7].

Таким чином плоска хвиля, що падає на трикутник

характеризується вектором поляризації Єі й напрямком поширення

Гі . Напрямок поширення відбитої хвилі на приймач із

локальним вектором поляризації es характеризується напрямним

вектором rs, який проводиться із середньої крапки трикутника в крапку розташування прийомної системи. Передбачається, що трикутний елемент має певні електродинамічні властивості, які задані для всього елемента сцени. Трикутний елемент може бути ідеально провідним, діелектриком, або мати багатошарове покрытием, що радиопоглощающим. При цьому в якості електродинамічних параметрів використовується комплексна діелектрична проникність

S=E+i6(Rg (2)

і магнітна проникність Ц. Якщо на поверхні трикутника є багатошарове покриття, то для кожного шару покриття товщиною hi призначається відповідні значення £ і ji. Для розрахунку поля розсіювання трикутного елемента, що належить гладкої частини складного об'єкта використовується метод фізичної оптики, в основі якого лежить інтеграл СтреттонаеЧжу. Використовуємо метод Гордона [4] при рішенні інтеграла фізичної оптики. Вираження для неуважного поля трикутного елемента, виведене в [1,5] має вигляд

*°М* 4\* R,R, |q,| w "

**20**

sinf 2(1(1- as))

Di-(qv(ai+1- ao)—Y" ~p -i-(qx(ai+1+ a,)), (4)

т(4і(аі+1- a,)) v *J*

**\***

де fj, fs — значення функцій спрямованості передавальної й приймальні антенних систем;

um - амплітуда сканирующего сигналу;

T=f(ej58, |i) - векторний множник, що функціонально залежить від поляризації падаючої хвилі й електродинамічних параметрів трикутника;

a j-м - вектор, проведений із середньої крапки трикутника в одну

з його вершин (рисунок 4);

4i={qx>4z} ~ проекція вектора q *=%— %* на площину трикутника;

ч\*±= ДО>-4х} ;

до=2яА, *-* хвильове число падаючого випромінювання;

Rt,Rs - відстані від середньої крапки трикутника до передавальної й приймальні систем;

*%,* Y. - вектори швидкості носіїв передавальної й приймальні систем.

Стосовно до малогабаритної системи виявлення, у якої відстань між передавальною й прийомною антеною зафіксоване й мало в порівнянні з відстанню спостереження, справедливо, що Vs = Vj, Rs = Rj,

***1=-І* [9].**

**E-ft)""te r5—fcs*\** (5)**

Розглядаючи вираження (3), можна відзначити, що при коллинеарности вектора *%(т\* з нормаллю трикутника, тобто в умовах передбачуваного максимуму відбитого сигналу, проекція цього вектора q± на площину

**21** трикутника звертається в 0, при цьому вона коштує в знаменнику вираження. При роботі із цими вираженнями доводиться програмно забороняти розрахунок

компонент із г:||п, що суперечить здоровому глузду. Тому зробимо кілька допущень розрахунок, що спрощує.

sin -(чх(а!+ 1-а())  
 У вираженні (4) розглянемо член —£ *}-%* У міліметровому

2(МЕм- 5і))

діапазоні довжин хвиль (нижче 8 мм) |яі|и |\*Ц| одного порядку й не перевищують одного - двох міліметрів, ухвалюючи умови нормировки 1 < А/8, де 1 - максимальний з лінійних розмірів трикутника. Беручи до уваги, що внесок у відбитий сигнал трикутників, схилених до антени з кутом менш я/4 украй малий [10], можна прийняти значення цього члена граничним, рівним 1 і не використовувати в розрахунках.

Вище було показано, що трикутні елементи з нормалями, зверненими в протилежну сторону від антени потрібно виключати. При моделюванні вкрай важко врахувати ефекти «затікання» індукційних струмів на «тіньову» поверхню об'єкта спостереження, цьому присвячені фундаментальні роботи [7]. Припустимо також, що внесок елементів, нормалі яких перпендикулярні *х\*, буде врахований при моделюванні ребер (формально трикутник дійсно вироджується в ребро при погляді на нього збоку).

Замість проекції q± на площину трикутника будемо використовувати проекцію *\ — \* на нормаль трикутника п, тому що між ними існує однозначний зв'язок, позначивши вектор проекції Х±- Модуль Х± обнуляется

тільки за умови *\* -L п, що є умовою затінення й не може виникнути при розрахунку. Однак, необхідно врахувати, що 3DS передає вектори нормалей з одиничною довжиною, тому вектор, на який здійснюється проектування необхідно нормувати по р = cos(Zn).

**22**

Е)-%| Loose Г.іф; («>

Di = (q'i(ai+1 - а;))ехр(-1яХ(ч'х(а1+1 + as))), (7)

Така заміна не порушує загальний хід обчислень, хоча й проводиться прямо. Внесок окремих відбивачів при цьому не обчислюється так само точно як в [1], але інтегральна сума Еглад буде збережена.

Вираження для поляризаційного множника f збережемо як в [1]. Вектор поляризації е} може ухвалювати довільну орієнтацію в поперечній площині падаючої хвилі його зручно представити в локальному базисі *і={іУо)Уо+(о)- про,* де вектор в0 належить площині падіння хвилі, a z0 - вектор, ортогональний площини падіння. Подібне

вистава поляризаційного вектора падаючої хвилі дозволяє врахувати практично всі типи поляризації хвиль (похилу лінійну, кругову, еліптичну). Поляризаційний множник в (6) представляється у вигляді наступних співвідношень

T=t+t; (8)

t = (l+FB(®))(nizo)p-(l-Fb(0))(eiyo)(yop)Rxzo], (Q)

Тг=(Рг(0)-1)(п|Уо)(уор)2 прооо- (l+Fr(e))(3A)[P\*U

де

(10)

п{=хё4- магнітний вектор падаючої плоскої хвилі; z0=p; хп]/1?xn|, y0=z0xi; - вектори базису падаючої хвилі; p=nxz0 - одиничний вектор;

®=arccos(-ij -п) - кут падіння хвилі на площину трикутника. Співвідношення (9) і (10) являють собою вертикально й

**23** горизонтально поляризовану складову електромагнітного поля на

поверхні трикутника. FB,Fr визначаються як геометрооптические коефіцієнти відбиття від площини трикутника й у випадку однорідного матеріалу поверхні є коефіцієнтами Фребеля, що залежать від конкретних значень у й Д. Якщо на поверхні трикутника є

багатошарове електродинамічне покриття, то коефіцієнти FB, Frвизначаються за допомогою співвідношень, наведених в [5,6].

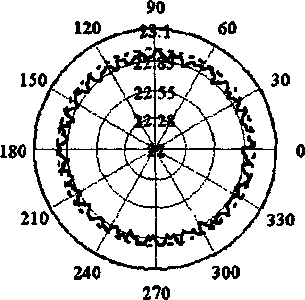
Як правило, при розрахунку реальних об'єктів використовується критерій, згідно з яким кожний лінійний розмір трикутного елемента менше половини довжини хвилі випромінювання. Тому для складних об'єктів, лінійні розміри яких у десятки й сотні раз перевищують довжину хвилі, загальна кількість трикутних елементів може досягати сотень тисяч і мільйонів одиниць. Природно, що обробка таких обсягів даних вимагає дуже більших витрат апаратних ресурсів і машинного часу.

Проведемо результати розрахунку по спрощених формулах (6,7) і формулам (8 - 10) ефективної площі розсіювання провідної сфери діаметром 8 див.

На малюнку 5 наведені розрахункові значення для Я, =1,25 див як в [1] в

Рисунок 5 — Результати розрахунку для *X* =1,25 див

якості теоретичного значення прийняте ct=7cr . Штрихова лінія -теорія, суцільна - розрахунок. Кругова діаграма відображає результати спостережень для різних ракурсів про 0 до 2 л.



**24**

Дисперсія помилки склала 0,2. Дисперсія помилки в [1] склала 0,002. На малюнку 6 наведена аналогічна діаграма для *X* = 5 мм.

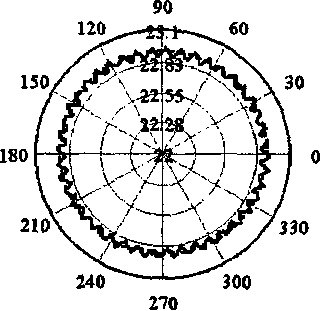




Рисунок 6 — Результати розрахунку для *X* =5 мм

Дисперсія помилки становить 0,08, що показує, що зі зменшенням довжини хвилі допущення, зроблені

**3.5 3 2.6**

**60**

розрахунків для різних *X.* За графіком можна визначити можливість допущень. Необхідно відзначити, що абсолютне значення помилки для довжин хвиль більш 20 мм досягає 1,5 дб.

**о**

**І 1.5**

**1**

**0.5**

**0,**

при спрощенні формул, стають припустимими. Однак, з укороченням довжини хвилі помітно збільшуються | 2 витрати машинного часу як на завдання об'єкта спостереження, так і на розрахунок.

На графіку (рисунок 7) наведене значення дисперсії помилки для ЭПР сфери по аппроксимированным даним 7

**L \_-..L *L* *l-jt.* 1 \_.-.\_..—**

**г *r--t-"t~* г гг г--\***

**50**

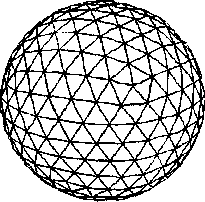
**10 20 ЗО 40**

**Довжина хвилі, мм .**

Рисунок 7 - Дисперсія помилки розрахунку ЭПР сфери

**25**

В [1] не зазначені обмеження, що накладають на форму трикутних

елементів, крім їхнього співвідношення з *X.* Багато САПР,

у тому числі й 3DS після побудови криволінійної

поверхні за допомогою нераціональних В —

сплайнов прагнуть апроксимувати її опуклу

частина рівносторонніми трикутниками [12]. Виходячи

із властивостей скалярного добутку векторів і того, гисунок » -

Ілюстрація сфери  
 що для рівностороннього трикутника з рівносторонніх

з трикутників

£(ai+1- aj) = 0, необхідно при виконанні

**i=l**

затінення заміняти рівносторонні трикутні елементи на два суміжні, розбиваючи вихідний по будь-якій медіані (рисунок 8). Особливо це важливо для

трикутників, що задовольняють або близьких до виконання умови ij || п. Перевірка трикутника на рівність сторін повинна проводитися до найближчого d/4 десяткового знака, де d - кількість десяткових знаків, тому що наступні дії збільшують розрядність десяткової частини в 4 рази. Що утворюється при цьому ребро в розрахунок не включається, тому що є уявн, що не визначають кривизну об'єкта.

Розрахунок другого компонента результуючого неуважного поля Екр у співвідношенні (1) здійснюється шляхом когерентного підсумовування дифракційних полів розсіювання ребер об'єкта, видимих передавачу на даному ракурсі спостереження. У формуванні повного неуважного поля повинні брати участь тільки реальні ребра, утворені дійсними зламами гладкої поверхні об'єкта. Структура даних кожного елементарного ребра утворюється з номерів двох трикутників, що утворюють ребро, і номерів двох вершин, що лежать на поверхні об'єкта. Ребро вважається видимим, якщо видимим є хоча б один з утворюючих ребро трикутників.

26

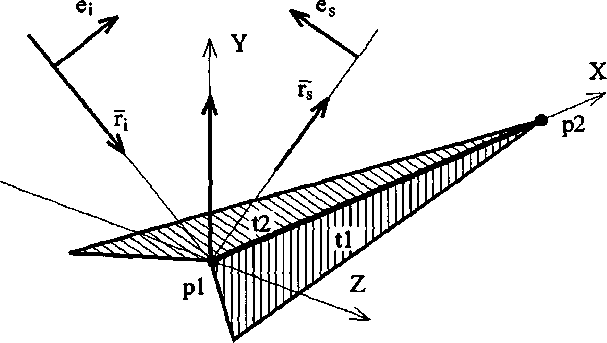


Рисунок 9 - Набір локальних координат ребра

Початок локальної системи координат ребра вибирається в одній з його вершин (рисунок 9). Вісь Y збігається по напрямкові з нормаллю видимого трикутника, що утворює ребро. Вісь X проводиться через дві вершини ребра, а вісь Z визначається векторним добутком двох векторів. Інші позначення в даній системі координат аналогічні наведеним на малюнку 2. У локальній системі координат проводиться розрахунок поля розсіювання плоского ребра, що є окремим внеском у повне неуважне поле.

Для оцінки дифракційного поля розсіювання плоского ребра використовується метод еквівалентних струмів, сутність якого полягає в обчисленні нерівномірної частини струму ребра, що тече уздовж. У результаті інтегрування уздовж контуру ребра (pi, р2) (рисунок 9) довжиною L в [1] отримане наступне вираження для неуважного поля

ЁраеО;)=-

fjf,"m

exp(ik(Ri(l+Viri) + Rs(l+Vsrs)))

R.R,

2irsin(yi)sin(yj)

sin (В)

x(Te8)Lexp(-it).

**(И)**

Т=(ед)[х[хт]]р+(ЙД)[]0,

(12)

27 где¥=0,5кях;

F, G - коефіцієнти дифракції для електричної й магнітної компонентів падаючого поля відповідно; t=[ 1,0,0] — орт, що збігається з віссю х; yi=arccos(-t), Ys=arccos(rt) - кути між напрямними векторами

падаючої й відбитої хвиль і віссю х відповідно.

Експонентний член можна спростити аналогічно (8). У вираженні

2rcsin(Yi)sin(Ys)= 2тшп(уі)(- *в{).* у силу прийнятого допущення про моностатическом характері локації

27tsin(Yi)sin(Ys)= 2ti(cos2 (yj)-1)

= 27i(cos2(arccos(t))-l)= *2п1{%х)2* -1)= 2\*\*-і).

Обчислення скалярного добуток виконується тільки по першому компоненту *Ц,* тому що t=[l,0,0], тому в (13) уведене позначення *ц2х.* Алгоритм

затінення повинен виключати з розгляду ребра, для яких t||ij, тому що в іншому випадку знаменник першого множника (11) звертається в 0.

Спрощене вираження (11) тепер можна переписати в наступному виді

*тМ~~"Ц?Гл)*R5 (Г ДдД—ехрТ). (14)

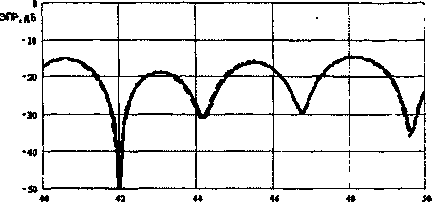
Tb(t)[5x[xt]]F+(h,t)[?t]G

Коефіцієнти дифракції F і G у співвідношенні (12) минулого вперше отримані П. Я. Уфимцевым [7] методом фізичної теорії дифракції. Використовувати коефіцієнти дифракції Уфимцева раціонально у випадку моностатической локації ребра. При бистатической локації більш коректними вважаються вираження коефіцієнтів дифракції у формі Михаэли [8].

Для перевірки справедливості спрощень формул для розрахунку впливу ребер був проведений розрахунок ЭПР провідного циліндра (висотою 32 див,

**28** діаметром 8 див) при спостереженні в діапазоні кутів від 40 до 50 °. Довжина мінімального ребра (аналогічно [1]) ухвалювалася не більш *В*12.

Порівняння результатів розрахунку по [1] і по спрощених формулах наведено на малюнку 10.



**-10**

**-15**

**-20 ш год «З -25**

**С**

**о**

**30**

**І"**

**-35 -40 -45**

**кут візування, ірод**

**-60.**

**б)**

**40**

**50**

**42 44 46 48**

**Кут «изирошания, град**

а)

а) Результати спрощеного розрахунку

б) Результати розрахунку, узяті з [1]

Рисунок 10 - Порівняння результатів розрахунку

У порівнянні з моделюванням по методиках [1] значення помилки розрахунку по спрощеній формулі становить 11 % від теоретичного значення для довжини хвилі 3 див. Помилка в [1] становить 7 %.

При розрахунку при Я.=5 мм помилка склала 9 % від теоретичного значення при спостереженні усіченого конуслциліндра по [13], що містить як ребра, так і гладку поверхню, що досить для моделирвания [7]

На підставі проведених досліджень можна зробити висновок, що для випадку моностатической локації в *короткохвильовій частині міліметрового діапазону можна проводити розрахунок попредложенным спрощеним формулам, у яких виключені деякі, що мають місце протиріччя.*

Для оцінки третього компонента повного поля розсіювання (1) існує цілий ряд моделей, застосовуваних залежно від типу поверхонь, що підстилають, і фонових об'єктів, їх геометричної форми, походження, електродинамічних параметрів, умов спостереження й

29 необхідної точності обчислень. Основною відмінністю трикутного елемента, що належить шорсткуватої поверхні від трикутника гладкої частини об'єкта, полягає в тому, що елементарний відбивач шорсткуватої поверхні крім електродинамічних властивостей має певні статистичні властивості, що характеризують випадкові відхилення поверхні трикутного елемента від площини. У якості таких статистичних параметрів використовують середньоквадратичну висоту

нерівностей СУ й інтервал кореляції висот нерівностей р0. Трикутний елемент, що володіє такими статистичними властивостями із цілком конкретними значеннями СУ й р0, уважається елементом шорсткуватої поверхні. Система координат такого відбивача формується за аналогією з малюнком 4. Дифракційне поле розсіювання шорсткуватого трикутника носить стохастический характер і його можна представити в наступному виді

де аУд- питома ефективна площа розсіювання (ЭПР) відбивача з випадковими нерівностями, м2;

S - площа трикутного елемента, м2;

*< ррр—* випадкова фаза неуважного поля, що представляє собою величину, розподілену за рівномірним законом w()= п*п.*

В залежності від типу випадкових нерівностей на поверхні трикутного елемента існує три методи розрахунку його питомої ЭПР. Для так званих великомасштабних нерівностей, розміри яких перевищують довжину хвилі а, р0»Х,, використовується метод дотичної площини (МКП). Співвідношення для питомого ЭПР має такий вигляд [1Д0]

тч q

ЬггтехР 2в, q

***2Ъ %2***

і Чх +qz

**1 Чу *\ "И* Чу *J***

(16)

**зо**

де °уд відповідає методу МКП;

Y=v2c/p0— середньоквадратичний тангенс кута нахилу нерівностей;

Tj - векторний множник, що залежить від поляризації падаючої хвилі й електродинаміки поверхні, наведений у літературі.

**1.2.4 Моделювання поля розсіювання**

Розрахунок результуючого неуважного поля радіолокаційної сцени здійснюється методом цифрового моделювання й проводиться в кілька етапів [10]. На першому етапі розробляється модель траєкторії руху носія (рисунок 3). На другому етапі здійснюється аналіз структур вихідних даних цифрової геометричної моделі сцени для кожного положення траєкторії руху СРО, а також відбувається ініціалізація властивостей окремих елементів сцени. Третій етап характеризується безпосереднім розрахунком неуважного поля. Розрахунок зручно проводити за допомогою відкритих систем моделювання, таких як MATLAB, MATHCAD або використовувати власні засоби програмування. При цьому ефективним є приведення базових елементів (трикутників, ребер) до об'єктно-орієнтованих класів, а разом з методами їх обробки до класів-методам. У даній роботі для розрахунків використовувалася система MATLAB, що визначалося можливістю з її допомогою представляти графічні матеріали й виконувати імпорт/експорт даних між програмами без додаткового конвертування. При цьому класи елементарних трикутників являють собою матриці TRG і RB для гладких трикутників і ребер відповідно

TRG=[t *%,* Р„ Ру, Рж]. Rb-fr *ц,* Р1х, Р1в, Plz, Р2Х, Р2в, P2Z].

Повне неуважне поле визначається шляхом когерентного

**31** підсумовування елементарних внесків усіх трикутних елементів складних  
 об'єктів і ребер моделі, видимих для даного положення передавача на  
 кожній ділянці траєкторії, і внесків перевідбиттів окремих  
 трикутників. При цьому обчислення локальних полів розсіювання  
 перерахованих елементів проводиться в рамках розробленої моделі  
 спостережуваного об'єкта. Відповідно до даної моделі методи розрахунку  
 дифракційного поля кожного типу, що розсіює елемента (трикутник,  
 ребро) представляються у формі об'єктно-орієнтованих класів. Відповідно  
 до наведених співвідношень формуються функції, що  
 характеризують, що розсіюють властивості відповідно трикутного  
 елемента гладкої частини, ребра або трикутного елемента з

великомасштабними нерівностями. Функції використовують вектора хвиль, а також електродинамічні параметри елемента сцени залежно від довжини хвилі є й е(Х,) і |іо0- Функції являють собою процес взаємодії плоскої хвилі з елементарним відбивачем, що володіють певною сукупністю електродинамічних або статистичних параметрів.

Створені функції дозволяють обчислити поля розсіювання відповідних йому елементарних відбивачів у процесі підсумовування внесків від усіх елементів даного типу

**ETRG=E(TRG).**

**ERB=E(RB).**

(17)

Er„afl + Ekp=ETRGL+ERBE=E(Trgi) + XE(Rbi).

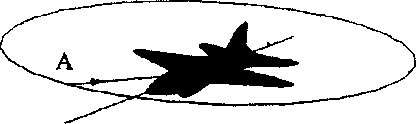
На заключному етапі розрахунку відбувається аналіз і обробка розрахункових даних.

У якості вихідних даних використовується зондувальний сигнал, проводиться спектральна обробка неуважного поля (1). При цьому співвідношення обчислюються для кожної спектральної складової сигналу.

Іншим напрямком обробки результатів є побудова

**32**

енергетичних діаграм розсіювання складних об'єктів і аналіз цих діаграм за допомогою імовірнісних методів. У якості енергетичної характеристики, як правило, використовується ефективна площа розсіювання мети. Крім того, неважко оцінити енергетичні внески окремих елементів сцени в результуючий сигнал.



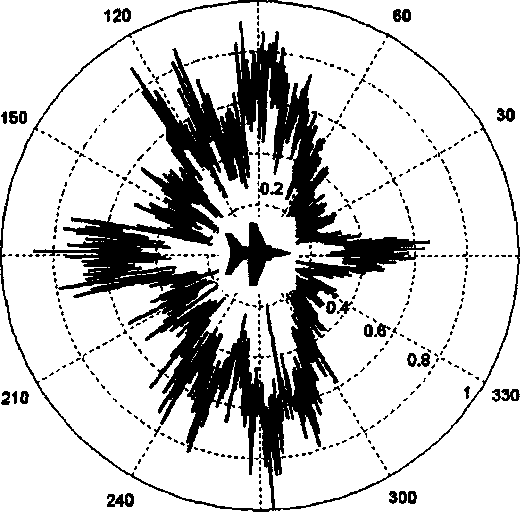
Проведемо розрахунок ЭПР для об'єкта спостереження (рисунок 2) при *X -* 5 мм.  
 Для цього розмістимо спостерігача в крапці А (рисунок 11) і будемо проводити  
 розрахунок ЭПР залежно від ракурсу  
 спостереження. Кут між напрямком  
 на геометричний центр об'єкта й  
 площиною розташування 15 °.

Риунок 11 — Ілюстрація ракурсу спостереження

Окружністю умовно показане

напрямок обходу. На підставі розрахунку, проведеного по спрощених формулах, побудована кругова діаграма ЭПР об'єкта спостереження в м (рисунок 12).

**ео**



**3**

**г**

**О."**

**5**

**180**

**270 Кут візування, град**

Рисунок 12 - Результат розрахунку ЭПР об'єкта спостереження

**33** Несиметричність діаграми щодо абсциси можна пояснити ефектами округлення, що виникають при конвертації складної моделі у файл.

Для того, щоб визначити імовірнісні характеристики отриманого результату, побудували графік щільності ймовірності ЭПР а0, яку можна використовувати для енергетичного розрахунку параметрів радіолінії системи виявлення (рисунок 13).

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
|  | *ь* |  |  |  |
|  | **X** |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  | 1 1 ' % ' 1 1 • 1 |  |  |  |
|  | ***ж щ*** |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  | *Ж* 1  Г і й і і і і іі і— j 1 1\_ іі 1 і і З |  |  |  |

**0.14 0.12**

**З 0.1**

**о**

**про 0.08**

**про п**

**е о.ов**

**про |0.04**

**0.02**

**0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1 1.1 1.2 ЭПР, кв.м.**

Рисунок 13 - Щільність імовірності ЭПР об'єкта спостереження

Пік щільності ймовірності припадає на значення 0,3 м2. Виходячи з нього, можна проводити енергетичний розрахунок радіолінії. Для подальших розрахунків приймемо ЭПР із невеликим запасом — 0, 2 м .

**Висновки**

Модифіковані співвідношення (6), (7) і (14) при проведенні розрахунків у міліметровому діапазоні мають більш компактну, чому в [1] запис і врятовані від властивих невизначеностей обчислення.

Спрощені співвідношення дозволяють забезпечити прийнятну точність обчислення при скороченні обсягу обчислень на (10 - 15) % ;

3. Для підвищення точності обчислень необхідно зменшувати

**♦**

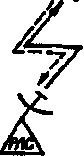
**34** лінійні розміри елементарних відбивачів, однак обчислювальні витрати при цьому зростають квадратично;

4. Для виконання подальших досліджень необхідно конкретизувати структуру й частотний діапазон приймально-передавального тракту системи.

**35 2 РОЗРОБКА СТРУКТУРИ КАНАЛУ ПРИЙМАННЯ Й ОБРОБКИ СИГНАЛУ**

**2.1 Основні методи радіоспостереження й виявлення**

Джерелом інформації про об'єкт спостереження для системи радіочастотного виявлення є випроменені об'єктом радіохвилі. Розрізняють три види випромінювань: вторинне (відбиття), перевипромінювання (ретрансляція) і власне випромінювання (рисунок 14). У першому й другому випадках СРО випромінює в напрямку на об'єкт зондувальний сигнал; у третьому випадку опромінення не потрібно, тому що об'єкт сам є джерелом радіохвиль.





***А***

а) б) в)

а) відбиття;

б) перевипромінювання (активна відповідь);

в) власне випромінювання

Рисунок 14 - Види радіовиявлення

Активну радіолокацію з перевипромінюванням називають радіолокацією з активною відповіддю. Вона, в основному, використовується при виявленні «своїх» об'єктів спостереження (літаків, ракет, штучних супутників Землі і т.д.), причому на об'єкті в цьому випадку встановлюється приемопередатчик, що забезпечує досить більшу потужність перевипромененого сигналу.

Радіолокація, що використовує ефект вторинного випромінювання радіохвиль, називається активною радіолокацією з пасивною відповіддю, при цьому прийнятий сигнал називається відбитим.

Прийнятий сигнал є основним носієм ідентифікаційної інформації. Він являє собою електромагнітні коливання в

**36** певному діапазоні радіохвиль. Параметри сигналу пов'язані з електричними, механічними, кінематичними й іншими властивостями об'єкта спостереження. Обумовлені із прийнятого сигналу дані про місце розташування, електродинамічних властивостях і інших характеристиках називаються радіолокаційними параметрами об'єкта. Відповідно до приналежності до певного типу радіолокаційної інформації вони діляться на **траекторные** й **сигнальні.** До траекторным параметрам ставляться дальність, кутові координати, доплеровская швидкість. До сигнальних параметрів ставиться ефективна площа розсіювання (ЭПР) об'єкта й інші. Траекторные й сигнальні параметри є радіолокаційними характеристиками об'єкта.

Характер відбитого радіолокаційного сигналу багато в чому визначається типом об'єкта. Більшість реальних радіолокаційних об'єктів мають розміри, що значно перевищують довжину хвилі опромінення (X) і являють собою поверхні складної конфігурації. Характеристика, що показує зміну ефективної площі розсіювання об'єкта залежно від напрямку її опромінення щодо передавача, зветься діаграми зворотного розсіювання (ДОР). ДОР реального об'єкта має багатопелюстковий характер. Складний характер відбиттів від реальних об'єктів утрудняє теоретичну оцінку їх здатностей, що відбивають. На практиці користуються експериментальними даними телеметрії, отриманими в умовах польотів, для повітряних носіїв, або в умовах антенних полігонів для наземних, що робить ці дані дуже дорогими з матеріальної точки зору [13]. Основним показником відбивних характеристик реального об'єкта є її **ефективна площа розсіювання** — площа такого еквівалентного відбивача, який відбиває всю падаючу на нього енергію рівномірно й створює в крапці приймання ту ж щільність потоку потужності, що й реальний об'єкт. Приблизні значення ЭПР для різних об'єктів наведено в таблиці 2.

**37**

Таблиця 2 - ЭПР деяких об'єктів спостереження в мм - діапазоні

|  |  |
| --- | --- |
| Найменування об'єкта | ЭПР,м2 |
| Стратегічний бомбардувальник | 10,0-50,0 |
| Середній бомбардувальник | 5,0-20,0 |
| Винищувач | 1,0-5,0 |
| Крилата ракета | 0,3-0,8 |
| Автомобіль ВАЗ-21099, кут візування 45 ° до корпуса | 0,8 |
| Автомобіль ГАЗ-66, кут візування 45 ° до корпуса | 1,8 |

Істотний вплив на поширення радіохвиль виявляє середовище поширення. При радіовиявленні середовищем поширення радіохвиль є атмосфера землі й космічний простір, причому основний вплив на характер поширення виявляють такі шари атмосфери, як тропосфера й іоносфера. Системи далекого й загоризонтного радіовиявлення, що враховують скривлення напрямку поширення радіохвиль (рефракція хвиль) і можливість одержання відбитих сигналів з використанням односкачковых і многоскачковых відбиттів від іоносфери й Землі (ефект Кабанова), у даній роботі не розглядаються. Наявність рефракції радіохвиль вимагає внесення певних виправлень при точних вимірах дальності й напрямку на об'єкт [14].

Процес одержання радіолокаційної інформації, у загальному випадку єдиний, при теоретичному аналізі зручно розділити на наступні етапи: виявлення об'єктів, вимір траєкторних і сигнальних параметрів, дозвіл і розпізнавання об'єктів **[15].**

**2.2 Постановка завдання виявлення**

Під виявленням об'єкта будемо розуміти процес ухвалення рішення про наявність у зоні відповідальності СРО об'єкта спостереження або, що підстилає

38 поверхні (1111). Вихідні дані СРО повинні являти собою дві незалежні величини:

відстань до об'єкта;

відстань до 1111.

У випадку, якщо в зоні відповідальності відсутній об'єкт спостереження або 1111, значення відстані повинне відповідати нескінченності.

У результаті процесу виявлення повинне бути видане рішення A\*i про наявність об'єкта або А0 про його відсутність у ділянці, що проглядається, простору. За рахунок наявності перешкод (природніх або організованих) і флуктуації прийнятого сигналу кожне із цих рішень може бути прийняте при двох умовах, що взаємно виключають:

Ai — об'єкт є; АокОб'єкта немає.

При виявленні можливі чотири ситуації сполучення випадкових подій рішення й умови:

A jai - правильне виявлення; А оао — правильне невиявлення;

A\*oai -пропуск об'єкта; А іао — фіктивна тривога.

Визначення апріорних імовірностей умов і сполучень на практиці утруднене, тому звичайно користуються умовними ймовірностями:

D = p(A\*i|ai) - імовірність правильного виявлення;

Do = р(А o|ai) - імовірність пропуску мети;

Події D і D0 утворюють повну групу неспільних подій

D + D0=l.

З іншої сторони

F = p(A\*i|ao) - імовірність неправильної тривоги;

F0 = р(А\*о|Ао) - імовірність правильного невиявлення;

Імовірності F і F0 утворюють повну групу неспільних подій

F + F0=l.

Апріорні ймовірності наявності або відсутності сигналу в прийнятій суміші сигналу й шуму апріорно невідомі. Суміш являє собою суму корисного сигналу й деякого шуму. Для подальшого аналізу покладемо, що

39 маємо справа з гауссовым шумом з нульовим середнім. Тоді для прийнятої суміші £,(t) можна записати

$(t)=K-s(t)+n(t), де s(t) - корисний сигнал;

n(t) — аддитивный шум;

ДО - коефіцієнт [0, 1], що визначає наявність або відсутність корисного сигналу в прийнятій суміші.

Завдання виявлення зводиться до прийняття щонайкраще на

підставі (t) рішення про наявність або відсутність корисного сигналу в

прийнятої суміші по закінченню інтервалу спостереження Т [16]. Незалежно від конкретної реалізації для обнаружителя невідомим параметром є час запізнювання t, відбитого від об'єкта спостереження сигналу в порівнянні з переданим. При наявності відбиття цей параметр перебуває в рамках t3 G[tmin,tmax], що відповідають мінімальної й максимальної робочої

дальності. При відсутності корисного сигналу реалізація £(\*) є шум. Інформація про tj укладена в умовній щільності ймовірності

Pps(t3)=p(t3l4vm), (18)

де 4i>2v>4m \_ вибірки сигналу, спостережуваного з постійним інтервалом tj - tj \_ i= 5, ( і = l..m). Використовуючи теорему множення ймовірностей [17], вираження (18) можна переписати у вигляді функції від невідомого tj.

Pps(t3) =k-ppr(t3)-pfe,42,..m|t3), (19)

де k - постійний коефіцієнт;

Ppr (t3) ~ апріорна ймовірність;

p(£i£*2>~&тК*)- функція правдоподібності L( t,).

Рішення про наявність і відсутність сигналу ухвалюють на підставі порівняння відносини функцій правдоподібності (20) при наявності й відсутності сигналу з деяким граничним значенням ho [16].

**(20)**

**(t,t3)\*0**

40 **L(t,)l**

->h

l(t.)-

**Ц)1(Мз)=0**

при значенні l(tj) > h, ухвалюється рішення про наявність сигналу, при значенні l(t,) < h, ухвалюється рішення про відсутність сигналу.

Запишемо відношення правдоподібності для безперервного аналізу в наступному виді [16], яким користуються на практиці

(21)

**Cl=kt)-S(t)dw|+ln(ho) = h,**

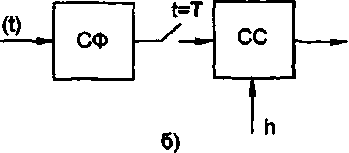
N

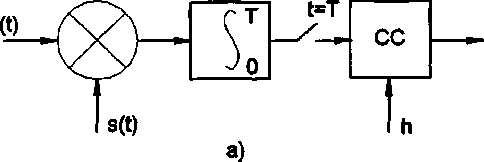
N

де s (t J - випроменений сигнал;

Е - енергія сигналу;

N - спектральна щільність шуму. Співвідношення (21) показує, що для винесення рішення про наявність або відсутності сигналу, прийнятого на тлі білого шуму, необхідно перемножити прийнятий сигнал з копією переданого, проинтегрировать і в момент t=T зрівняти з порогом. Аналізуючи вираження (21), необхідно укласти, що тимчасові відмінності сигналу й шуму на виході обладнання, побудованого по такому принципу, зникають і виграш полягає в збільшенні відносини сигнал/шум на момент ухвалення рішення. Залежно від того, по якому принципу буде будуватися система виявлення, для прийомної частини можна виділити два варіанти побудови: з використанням кореляційної обробки (Рисунок 15 *а))* і з використанням погодженого фільтра (СФ) (Рисунок 15 б)).





а) кореляційний приймач;

б) приймач із погодженим фільтром

Рисунок 15 - Варіанти структурної схеми прийомної частини

***л.* ГОСУДАРСТВЕН. ..и**

**41 БИБЛИ01ЕКА**

Оптимальні алгоритми розрізнення сигналу базуються на припущенні про популярність або невідомість апріорного розподілу ймовірностей наявності й відсутності сигналів. У випадку виявлення сигналу, відбитого від об'єкта спостереження, справедливо укласти, що апріорні ймовірності невідомі, але, враховуючи характер роботи системи, можна припустити, що в циклі роботи будуть моменти, коли достеменно відомо, що на вході обладнання присутні тільки шуми (будь-якої природи), а корисний сигнал відсутній. Ця умова полегшує розробку обнаружителя корисного сигналу на тлі перешкод. Для ухвалення рішення можна користуватися критерієм Неймана-Пирсона, критерієм ідеального спостерігача [16-19], або критерієм послідовного спостерігача Вальда [25]. Рішення на користь того або іншого критерію зокрема визначається тем, який час буде наданий обнаружителю на винесення рішення про наявність або відсутність корисного сигналу.

Розглянемо, як виявлення сигналів реалізується в типових схемах радіочастотних обнаружителей. Для того, щоб судити про можливість використання тієї або іншої схеми як основи для синтезу обнаружителя, зведемо основні вимоги в таблицю.

**42**

Таблиця 3 - Основні вимоги до СРО

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
|  | Найменування параметра | Значення параметра | Примітка |
| 1 | Діапазон виміру дальності, м | 1,0-10,0 |  |
| 2 | Кількість дискрет виміру | 10 | Дискретність  виміру  може бути  нерівномірної |
| 3 | Ефективна поверхня розсіювання гранично помітного об'єкта, м2 | 0,2 | см. главу 1 |
| 4 | Мінімальна висота над, що підстилає поверхнею при збереженні розрізнення відгуку від об'єкта, м | 4,0 | Напрямку на  об'єкт і  що підстилає  поверхня  збігаються |
| 5 | Мінімальна відстань, відповідне до щільності потоку потужності не більш мінус 130дБ(исх1Вт),м | 300 |  |
| 6 | Швидкість щодо поверхні, що підстилає, м/с | 0-400 |  |
| 7 | Швидкість зустрічі з об'єктом спостереження,  м/з | ±1000 |  |
| 8 | Область огляду в секторі просторових кутів 360 ° передньої півсфери, стерадіан | 20 |  |

Відомі з літератури СРО й застосовувані в цей час, не відповідають багатьом із пред'явлених вимог. На даний момент *не* ***існує обладнань близького радіовиявлення, здатних в умовах надзвукових швидкостей видавати роздільно інформацію про поверхню, що підстилає, і об'єктах* спостереження [26,27]. Тому**

**43** завдання розробки структури й алгоритмів роботи такого обладнання досить актуальна.

**2.4 Типові структурні схеми малогабаритних систем радіочастотного виявлення**

У більшості випадків активного радіовиявлення спостережуваний об'єкт не реагує на его сигнал, що опромінює, і не видає відповіді. Виключення становлять системи радіочастотної ідентифікації (RFID) з радіочастотними мітками, що активно відповідають (RFID tags), а також системи пасивної радіолокації [28]. Тому в роботі будуть розглядатися тільки випадки спостереження з перевідбиттям без активної відповіді.

Уся теорія радіолокації в основних положеннях ставиться й до систем близького виявлення. При цьому існують деякі особливості теоретичного й практичного плану [9]. Як уже було відзначено, до бортових СРО пред'являються всі ті ж вимоги, що й до наземних, але визначальним фактором, особливо для малих носіїв залишаються массогабаритные показники. Розглянемо типові приклади структурних схем, тією чи іншою мірою застосовних як основу системи близького радіовиявлення [9, 26, 27, 44].

**2.4.1 Метод виявлення за допомогою автогенератора (автодин)**

**еее-**

Генератор автодина розбудовує в антені ЭДС Еа. Сигнал, відбиваючись від об'єкта й потрапляючи знову в антену, наводить у ній ЭДС еа зі зміщеною фазою, що залежить від відстані г між об'єктом і фазовим центром антеною системи. Різниця

фаз змінюється на *2%* при зміні г на А/2. Рисунок 16 -

„ , \_ Ілюстрація принципу

Період повороту фази т обернено пропорційний роботи автодина

швидкості зближення v (21, рисунок 16).

**1/ *х = 2\/Х,* (21)**

**44** де А, *—* довжина хвилі випромінювання.

Приклад структурної схеми автодинного обнаружителя наведено на малюнку 17 [27].

Автодины мають непогані енергетичні характеристики, але мають істотний недолік - відсутність дозволу по дальності [9].

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ПРМ/ПРД антена |  | Автодин |  | Підсилювач- | |  |  | Вимірник висоти |
|  |  | фазообертач | | |
|  |  | **і,** |  |  | і | і |  | **»** |
|  | | Модулятор |  | |  | | Обладнання обробки |
|  | |  |  |  |  |  |

**т**

Вихід Рисунок 17 - Структурна схема автодинного обнаружителя

Отже, використання автодинної побудови як основи СРО неприйнятно.

**2.4.2 Метод з використанням шумоподобного зондувального сигналу**

У сучасній радіотехніці широкосмугові системи займають усе більш важливе місце [30,32]. Запропонована велика кількість схем систем виявлення із шумоподобными сигналами (ШПС), до яких зокрема ставляться всі системи зі складними зондувальними сигналами, спектр випромінювання яких близький до шумового. Одна з можливих реалізацій обнаружителя зі ШПС наведено на малюнку 18 .

При додаванні відбитого сигналу й сигналу внутрішнього генератора відбувається їхня некогерентна інтерференція, що супроводжується виділенням періодичної нерівномірності Af у спектрі сумарного сигналу. Значення Af однозначно визначає значення відстані до поверхні, що відбиває

r = c/2Af, де з - швидкість світла.

45 Ефективної систему зі ШПС слід визнати тоді, коли вдається добитися високої розв'язки передавальної й прийомної антени до рівня, що перевищує чутливість прийомного тракту системи. Добитися виконання цієї вимоги в умовах мінімальних габаритів украй важко.

100 Мгц



Лінія затримки

ФНЧ

Детектор 1  
 **£\***

ПРД

Генератор шуму

—<Х)Кх> —



ПРМ

**>-**

Детектор 2  
 **И"**

100 Мгц

ФНЧ

ФНЧ

Зкгц

ФНЧ

Поріг

**2 *Y.***

Вирішальне обладнання

Рисунок 18 - Структурна схема обнаружителя з кореляційною обробкою шумоподобного сигналу

Певну складність представляє побудову високочастотного генератора для одержання шумоподобного сигналу й джерела харчування для нього [9,33]. Виходячи із зазначених недоліків, містимо, що подібний варіант структурної схеми також не можна брати за основу.

**2.4.3 Імпульсний метод радіовиявлення**

Найбільше широко в бортових СРО в цей час застосовується метод моноимпульсного радіовиявлення з пасивною відповіддю. При цьому інформація про дальність до досліджуваного об'єкта полягає в часі запізнювання відбитого радіоімпульсу. Класична функціональна схема імпульсного радіолокатора (рисунок 19) дозволяє проводити вимір дальності з використанням єдиної антени при

46

**мін**

стробировании приймача замикаючими імпульсами на час роботи передавача. На час роботи передавача (з деяким запасом) утворюється «мертва зона», яка обмежує мінімальну дальність L виявлення й визначення відстані.

**-'-'хв \*-і ' З,**

**(22)**

де th — тривалість імпульсу.

**(23)**

Наприклад при Ьмин = 1 м, тривалість імпульсу

тобто менш 6,7 не. Генерування настільки коротких імпульсів саме по собі є важким завданням, принаймні, в умовах обмежених габаритів і маси [9]. Прийнятний рівень потужності при такій тривалості можуть забезпечити твердотельные генератори на діоді Ганна [35], однак при цьому діапазон частот ефективного використання генератора не перевищує 40 Ггц [36 - 38].

прд

**<—**

Генератор СВЧ

Модулятор ■\*

Генератор імпульсів

Канал перешкоди

Селектор дальності

Канал АРУ

ПРМ  
 **>**

Детектор

Г

Відеопідсилювач

Амплит. селектор

Накопичувач

Канал адаптації

Вирішальне обладнання

ИС

ВЗ

Затримка

Рисунок 19 - Структурна схема обнаружителя з використанням

імпульсного зондування

Потужність прийнятого сигналу в імпульсному радіолокаторі на малих відстанях набагато грубіше досяжної чутливості приймача, тому реалізація його може бути досить простій з використанням прямого детектирования, посилення й последетекторного нагромадження

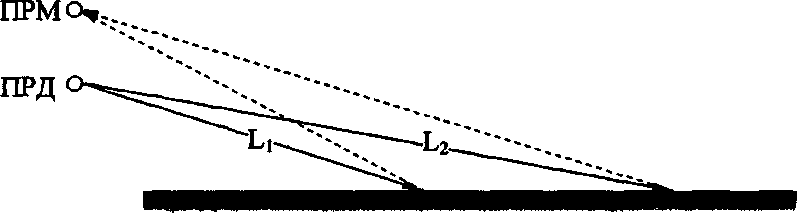
**47** імпульсів. Смуга пропущення підсилювального тракту повинна бути дуже велика, беручи до уваги (23), не менш 150 Мгц.

Для придушення сигналу, просочившегося з передавача, використовується автоматичне регулювання посилення (АРУ). Канал адаптації служить для формування строба дальності, відповідного до дальності до поверхні, що підстилає. Канал перешкоди служить для підвищення завадостійкості, що забезпечується шляхом збільшення інерційності накопичувального обладнання в робочому каналі залежно від рівня перешкод на виході амплітудного селектора.

При використанні цифрового когерентного нагромадження імпульсів буде потрібно АЦП із частотою перетворення не менш 300 Мгц, а значить і загальна продуктивність обчислювача повинна бути дуже велика, що важко одержати в малогабаритному обчислювачі з малим бюджетом джерела харчування. Застосування такого варіанта доречно було б у системі, у якій не потрібне одержання інформації в реальному часі.

Рисунок 20 — Ілюстрація причини подовження відгуку

Особливістю системи імпульсного радіозондування є те, що в багатьох випадках спостереження відбитий імпульс подовжується, що унеможливлює спостереження на тлі поверхні, що підстилає, у межах робітників дальностей [41, 42]. Цей факт пояснює рисунок 20. Сигнал, відбитий з відстані Ьг, ухвалюється з більшою затримкою, чому з Li, відповідно прийняті імпульси складаються в крапці приймання з випадковою фазою (це може викликати завмирання прийнятого сигналу).



**48** У зв'язку з наведеними фактами слід визнати, що вимоги до апаратних ресурсів для реалізації імпульсного методу виміри занадто високі. Це робить імпульсний метод виявлення неприйнятним для застосування в СРО.

**2.4.4 СРО з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) зондувального радіосигналу**

Питання виявлення з використанням ЛЧМ зондувального радіосигналу (ЗРС) освітлені в літературі досить широко [9, 43]. Системи із ЛЧМ ЗРС широко використовуються при виявленні й оцінці параметрів радіолокаційних цілей, розпізнаванні космічних об'єктів. У якості радіовисотомірів (наприклад, радіовисотомір, установлений на супутнику SEAS ATtА, що працює на частоті 13,5 Ггц із девиацией 320 Мгц при тривалості ЛчмлІмпульсу 3,2 мкс дозволяє проводити виміру висоти хвиль у діапазоні від 1 до 20 м з точністю до 10 див). За допомогою систем із ЛЧМ ЗРС проводять фізичні спостереження планет, використовують їх як дублери для потужних радіолокаторів високого дозволу для обліку відбиттів від комах і птахів. Використовують для посадки літаків в умовах сильних туманів, для запобігання зіткнень автомобілів, для виміру кількості рідких і сипучих продуктів у контейнерах і багато інші.

Передавач безупинно випромінює СВЧ коливання, частота яких лінійно змінюється по пилкоподібному або трикутному закону. Прийнятий від об'єкта відбитий сигнал запізнюється на час, що залежить від дальності до об'єкта, що відбиває. У змішувачі приймача виділяється різницева частота, значення якої пропорційно дальності до об'єкта. Структурна схема обнаружителя із ЛЧМ зондувального радіосигналу наведено на малюнку 21. Іноді можлива робота приймача й передавача на одну сполучену антену при використанні циркулятора.

Основною гідністю даного варіанта системи є те, що передані й прийняті СРО сигнали мають різну частоту. Сигнал, який

49 просочується з передавальної антени в приймальню, когерентен із сигналом гетеродину й набагато слабкіше його, тому він не викликає появи побічного каналу приймання й компресію змішувача.

При використанні ЛчмаСигналів для зондування легко ввести дозвіл по дальності до поверхні, що відбиває. У силу того що, смуга оброблюваного сигналу набагато менше смуги випромінюваного, помітно спрощуються тракти посилення й фільтрації. Приймач у такому виді є кореляційнонфільтровим, а, отже, близьким до оптимального.

Цифровий аналіз даних у такій системі звичайно вимагає високої продуктивності обчислювача для виконання спектральної обробки. При цьому вимоги до частоти перетворення АЦП досить невисокі.

**I**

ПРД

***>-***

Генератор

Змішувач

Модулятор

Підсилювач

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Вирішальне обладнання | | |
|  |  | і, |
| Частотний селектор |  | Накопичувач |

ПРМ

Рисунок 21— Структурна схема обнаружителя із ЛЧМ зондувального радіосигналу

**2.4.5 Комплексироваиные системи радіовиявлення**

Існує також ряд варіантів побудови бортових СРО, які з метою зменшення впливу різного роду перешкод використовують комбінації відомих методів обробки. У тому числі:

- импульсно-доплеровский вимірник [20]. Для збільшення стійкості до перешкод використовується стробирование передавача й детекторів приймача. Більшу частину часу детектори приймача закриті й відкриваються лише на короткий час роботи передавача. Час роботи передавача визначається максимальним часом запізнювання сигналу, відбитого від об'єкта;

**50**

доплеровский вимірник із двома радіоканалами, що працюють на різних частотах [21]. Другий канал включається в роботу тільки після одержання сигналу першим каналом, а сигнал дальності формується на підставі даних з обох каналів;

система [22], що містить пасивний широкосмуговий канал і активний узкополосный доплеровский канал, дозволяє виключити спрацьовування від джерела перешкод, що перебуває поза об'єктом і забезпечує можливість виключити неправильне спрацьовування від активних і пасивних перешкод.

Кожний з наведених комбінованих варіантів має свої гідності при роботі в помеховой обстановці й не може бути універсальним у кожній конкретній ситуації.

Проведемо порівняльний аналіз відомих варіантів побудови малогабаритних СРО:

тільки три методи (з використанням шумового випромінювання, з використанням імпульсного випромінювання й з використанням лінійної частотної модуляції зондувального радіосигналу) мають розв'язну здатність по дальності, тобто дозволяють визначити дальність до об'єкта або поверхні, що підстилає;

методи із шумовим випромінюванням і з імпульсним випромінюванням вимагають високої розв'язки ( до 100 дб) приймальні й передавальної антен, труднореализуемы й значною мірою піддані впливу перешкод.

- метод виявлення з використанням лінійної частотної модуляції  
 радіосигналу не вимагає високої розв'язки антенних каналів (досить  
 30 - 40 дБ), має гарний дозвіл по дальності, не вимагає високого  
 енергетичного потенціалу, більш стійкий до впливу різних  
 зовнішніх перешкод. Таким чином, обнаружитель із ЛЧМ зондувального  
 радіосигналу є найбільш кращим для побудови  
 малогабаритної СРО із заданими технічними характеристиками.

На закінчення необхідно зробити ще два зауваження, що накладають

**51** обмеження на застосовність варіантів побудови СРО.

1 На швидкостях зустрічі до 1000 м/с значну роль відіграє  
 доплеровское зсув, який залежно від частоти випромінювання може  
 становити до 400 кГц ( при *Х=5* мм).

2 Повітряний носій при своєму русі може робити  
 обертовий рух щодо своєї поздовжньої осі з досить  
 високою частотою ( до 80 про/с), що при необхідності кругового огляду  
 простору накладає особливі вимоги на антенну систему [39, 40].

**2.5 Елементи структурної схеми системи виявлення**

Проведемо синтез структурної схеми СРО для задоволення вимог, викладених у таблиці 3. Основними вимогами, що ***відрізняють*** розроблювальну СРО від відомих є:

високі взаємні швидкості;

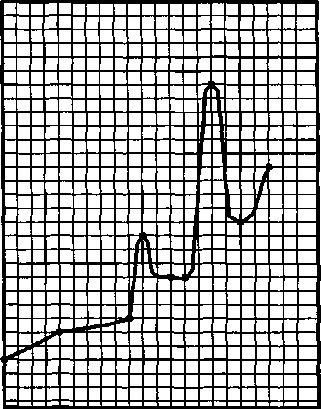
скритність радіоканалу;

- окремі канали дальності до, що підстилає поверхні й до  
 об'єктів спостереження.

**2.5.1 Високочастотний тракт**

Вимога 5 таблиці 3 можна забезпечити, обмеживши потужність випромінювання передавача й застосувавши несучу частоту, що має значне поглинання в кисні й водяних парах ( при їхній наявності). Звернемося до малюнка 22, на якім зображена залежність ослаблення N радіосигналів з різною довжиною хвилі А, в атмосферному кисні [29]. Крім відомих вікон відносної радиопрозрачности (8,26 мм і 3 мм) видна область високого поглинання, відповідна до довжини хвилі 5 мм (17 дб/км), що є хвильовим резонансом кисню.

**52**



100 дб/км

10

***і* 1**

0,01

0,001

30 10 5 3 1 0,5 див 0,1

*X*

Рисунок 22 - Залежність ослаблення

радіосигналу в кисні від довжини

хвилі випромінювання

У добре освоєному діапазоні 8,26 мм існує безліч постановників активних перешкод, які можуть негативним образом позначитися на роботі СРО, а іноді й просто вивести з ладу прийомний тракт виробу [25,26].

Для виключення впливу більшості відомих на даний момент постановників активних радіоперешкод необхідно використовувати приемопередающий тракт, що працює в діапазоні 5 мм.

Основними гідностями такого вибору є наступні фактори:

у цьому діапазоні хвиль багато СвчсОбладнання ( у тому числі антени) мають досить малі габаритні розміри й масу, а, отже, і більш високу стійкість до механічних навантажень;

поглинання радіохвиль цього діапазону киснем атмосфери, несуттєве на робітників дальностях, дає виграш у підвищенні скритності, приводить до зменшення взаємних перешкод.

У той же час використання короткохвильової частини міліметрового діапазону хвиль має недоліки [11,14].

**53**

Висока інтенсивність перешкод від дощу, водяних бризів на поверхні моря, у тумані, і т.д.

Більш низький рівень відбитих від об'єкта сигналів.

Розмиті спектри відбитих від об'єктів сигналів, що веде до необхідності навчання системи розрізняти об'єкти, що підстилає поверхню й сигнали від постановочних перешкод.

Убогі апріорні дані про характер відбитих сигналів від основних радіолокаційних об'єктів у даному діапазоні.

Потрібен високий рівень технології й професіоналізму при виготовленні елементів волноводного тракту, випромінювачів і т.д. на етапі досвідченого виробництва.

Перший недолік существенен у порівнянні з дециметровим діапазоном хвиль, але не существенен у порівнянні із сантиметровим діапазоном, у якім, в основному, працюють інші СРО.

Другий і третій недоліки передбачається подолати ускладненням алгоритмів обробки сигналів [31]. Четвертий недолік непереборний, але його вплив може бути скомпенсоване моделюванням обстановки з одержанням знань про вид відбитого сигналу.

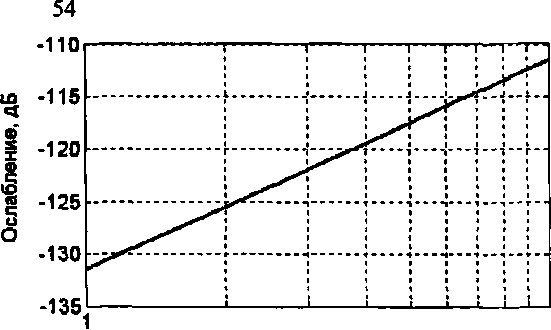
Щоб визначити потужність зондувального радіосигналу, обчислимо ослаблення N (Я), що претерпеваемое радіосигналом при *X* = 5 мм при поширенні на відстані 300 м від передавача (рисунок 23)

ЇМ-Ю-ЬШ -Ю-lg S =-И7 дб(исх. Івг)

4tcl

471-300

Виходячи із цього значення й з урахуванням малюнка 22, визначимо, що енергетичний потенціал передавача (сума потужності в децибелах і коефіцієнта підсилення антени) не повинен перевищувати мінус 10 дб(исх. 1 Вт). Такий енергетичний потенціал забезпечує на відстані 300 м щільність потоку потужності не перевищуючу мінус 132 дб (исх. 1 Вт).



**2„ 3 4 5 6 7 8 910**

**Довжина хвилі, мм -**

Оцінимо практичну  
 реализуемость системи з  
 такою потужністю випромінювання,  
 для чого розрахуємо його  
 радиопотенциал за допомогою  
 основного рівняння

Рисунок 23 - Залежність ослаблення

радіосигналу від довжини хвилі випромінювання на

відстані 300 м від передавача

радіолокації (25) [13]. Урахуємо, що ЭПР мінімально помітного об'єкта не більш

0,2 м і що приймальня антена

ухвалює всі сигнали з передньої півсфери, тобто має Ку не менш 3 дб.

(Ptgt)Gr-qx2Ftfr(4tc)3.L4

**(24)**

де Рг - потужність на вході приймача;

(Pt Gt) - енергетичний потенціал передавача;

Gr - коефіцієнт підсилення прийомної антени (прийнято 3 дБ);

ст - мінімальна ЭПР об'єкта спостереження (0,2 м);

Ft, Fr - коефіцієнти, що враховують взаємне розташування приймальні й передавальної антени (у даному розрахунку рівні 1);

**-70 -р -80**

L — відстань.

**-80 —**

**8**

**if -100**

**g -110**

**о**

**І -120**

**про S**

**-130**

— — ( ( , р ( ( ( *ї* j *f* ., ., 7 т т т г г г

**L - .L . -• ' • ' • J *I* [ J J 1 J 1 *L* І L L**

1 t • 1 і -Ц\_\_ ' ' J J-\*-l ■» і і 1 1 «-

**iii і і ■ і і \_\_\_. '**

**iii і і t і і I fc\*\_-| і і і і і і**

**\_..r...r \_--r-.-r---,---\_, 1----» i----i---t---t-\*•«\_\_\_■ t тт т--\*г""т**

**-140,**

**0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20**

**Відстань, м**

Рисунок 26 — Залежність ослаблення радіосигналу від відстані

55 Побудований на підставі (25) графік (рисунок 26) показує, що при закладеному енергетичному потенціалі передавача потужність відбитих від об'єкта з ЭПР 0,2 м сигналів у межах робітників дальностей лежить у межах від мінус 80 до мінус 125 дб (исх. 1 Вт). Виходячи з досвіду розробки обладнань 5 мм діапазону [45,46], можна зробити висновок, що відносно нескладним буде одержання чутливості прийомного тракту до мінус 120 дб (исх. 1 Вт), тобто одержання інформації з дальностей не вище 7 м. Сигнал, одержуваний з більших відстаней, може виявитися під власними шумами приймача. Для того, щоб визначити можливість побудови щодо недорогого приймача з такою чутливістю необхідно провести ряд розрахунків і експериментів.

**2.5.1.1 Параметри частотної модуляції зондувального сигналу**

Ухвалюючи за основу побудови принцип ЛЧМ зондувального сигналу, починаємо приймач кореляційним і в загальному виді його структура буде такий, як зображено на малюнку 27.

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
|  | Генератор |  | Модулятор |  |
|  |  |  |
|  | **"** | ***т*** |  |  |
|  | Змішувач | **ЧГ - *Г Г*** | |
| **■** |  | Обладнання» | ііираиитки |

Рисунок 27 - Структурна схема кореляційного приймача

Переданий у простір частотно-модулируемый сигнал має вигляд

56

*і* В t2

u(t)=Ucos co0t+—+v(t)

Л (25)

У t2 де O(t)=400t+——+v(t) - повна фаза сигналу,

v(t) - відхилення повної фази; (u(t)=0'(t)=co0+pot +T|(t) - частота; il(t) = v'(t)— поточне відхилення частоти; p=P0+5(t) - швидкість модуляції,

§(t) - відхилення швидкості модуляції.

Точність відтворення закону модуляції можна оцінити по кожній з функцій відхилень залежно від того, яку з них удасться виміряти [43].

При перемножуванні в змішувачі відбитого сигналу, затриманого на х і сигналу опорного генератора результуючий сигнал має вигляд

4(1)=ип(1,т)з8( до1х+0+м/(1)), (26)

де Un(t,x) = kun(t)Un(t - х), до - коефіцієнт пропорційності;  
 *<р0 =( про0 -* 0,5 pt, J3 - швидкість модуляції;

*в/* (t) = v (t) — v (t - х), v(t) - відхилення фази сигналу.

Спектр цього сигналу

0.5Т

**Т-Х**

**і 0.5Т**

S(<o)=— j Un(t,x)exp[j(p0xt+0+v|/(t))]dt, (27)

*1* Х т-0,5Т

Відхилення частоти *щ* приводить до зміни початкової фази сигналу, але коррелятор нечутливий до цієї зміни, що випливає з (26). Відхилення швидкості модуляції приводять до зсуву спектра по частоті на x50t. Щоб зсув не був більше ширини головного пелюстка спектра повинне виконуватися умова 5<T/xd, де D - база сигналу.

**57** Опишемо вимоги до частотної модуляції сигналу й визначимо параметри модуляції. Допускається використовувати модуляцію з пилкоподібним або трикутним законом. Трикутний закон модуляції переважніше, тому що частота перебудовується безупинно, без значних кидків [30, 32], що полегшує реалізацію генератора, послабляючи вимоги до його інерційності, крім того, це запобіжить неминучим викривленням спектра на краях діапазону перебудови.

Основні параметри ЛЧМ [43] це:

період модуляції (Тт);

крутість ЛЧМ (к);

девиация частоти (AF), які зв'язані співвідношенням

AF = i (28)

2

Період модуляції повинен задовольняти критерію однозначності вимірів. Період неоднозначності визначається зі співвідношення

**r = L + Н\*І (29)**

ш 2

де п - ціле число;

с - швидкість поширення сигналу в ефірі (3 • 108м/с). Сигнал, отриманий від об'єкта на дальності Lmax + зсс- Тщ/2 повинен мати потужність, пренебрежимо малу в порівнянні з потужністю сигналу, отриманого з відстані Lmax. При цьому в першу чергу треба брати до уваги можливість неправильного захоплення сигналу, відбитого від поверхні Землі, оскільки його потужність більше потужності корисного сигналу. Визначимо необхідний період ЛЧМ, при якім сигнал, відбитий від землі з відстані Lmax + зттщ/2 має потужність меншу, чому сигнал, відбитий від об'єкта, на величину стійкого порога виявлення. Задамо поріг виявлення РО рівним 20 дб, тобто сигнал від, що підстилає на відстані, що задовольняє умові (29) має на 20 дб меншу потужність, чому сигнал від об'єкта.

**58** Граничною відстанню, на якім потрібне виявлення об'єкта, приймемо 10 метрів. Відношення потужностей сигналу від об'єкта на відстані Lmax=10 метрів, що й підстилає на відстані г має вигляд

**(30)**

***( ггг-***

N= ю. lg +2-N02-(r-lmax)

**V max**

де 2N02- подвоєне ослаблення сигналу в повітрі ( для діапазону

5 мм воно становить 17 дб/км в одному напрямку (див. рисунок 22). У межах робітників дальностей потужність сигналу, відбитого від поверхні, що підстилає, перевищує потужність сигналу, відбитого від об'єкта при будь-якому співвідношенні відстаней. Ця різниця визначається ЭПР, що підстилає й об'єкта спрямованості, що попадає в діаграму антени, що передає. З малюнка 26 очевидно, що відношення потужностей у межах робітників дальностей OMR становить не менш 30 дб. Тоді повне рівняння потужностей прийме вид

N-2PO-OMR = 0, (31)

де РО - можливий стійкий поріг виявлення, звідки N рівно 70 дб. Вирішуючи рівняння (31) відносно L одержуємо, що з рівняння

***!* Т. *Л***

**10 lg**

**L 1 ~~34-(L~~ ~~Lmax~~)\_2.pq-omr=0**

1000

**Vmax**

значення L = 915 м.

Виражаючи з (28) значення Тт, одержуємо Тт = 6,4 мкс.

Визначимо швидкість модуляції. Виходимо з того, що мінімальна відстань, на якім має бути проводити виміру рівно 1 м. Зручно при наступній спектральній обробці й аналіз даних виходити з того, що 1 м відстані відповідає 1 Мгц різницевої частоти, виділеної на змішувачі. При цьому смуга обробки складе (10 1) Мгц. Звідки швидкість модуляції

**59**

n1d:c=150 1Ql2 (32)

2-L

max

де П - частотна дискретність;

d - кількість дискрет відстані.

Приймемо тривалість висхідної й спадної галузей трикутного закону ЛЧМ рівними половині періоду модуляції. Значення девиации частоти при цьому визначимо зі співвідношення (28), підставляючи замість Тт значення (6,4/2) = 3,2 мкс. Одержуємо значення AF = 480 Мгц. При цьому база ЛЧМ імпульсу становить AF ' хи = 1535 » 1, що говорить про строго прямокутну форму очікуваного спектра ( при ідеальності характеристик напруги, що модулює, і схеми перебудови), уся енергія якого зосереджена в інтервалі від 61,25 до 61,73 Ггц.

**2.5.1.2 СВЧ - генератор і модулятор пилкоподібної напруги**

Очевидно, що в якості джерела СвчаКоливань у малогабаритній системі повинен бути застосований твердотельный генератор [34]. Такий генератор був розроблений при участі автора для [45]. Генератор (ГЛПД) побудований на лавино-пролітному діоді УАА. 103.121.12 виробництва ГНПП «Сатурн», м. Київ. Повний вітчизняний аналог - кремнієвий мезадиффузионный лавино-пролітний діод 2А743В-4, зі спектральною щільністю амплітудних шумів мінус 140 дБ/Гц при відбудуванні 100 кГц. (аАО.ЗЗ9.451 ТУ, Томський завод при НДІ напівпровідникових приладів) [37,38]. Генератор, побудований для [45] має центральну частоту 61,25 ГГц і експлуатується в умовах впливу температур від мінус 50 до плюс 60 °С и працює в імпульсному режимі зі шпаруватістю 10 при імпульснім харчуванні плюс 39 У и струмі до 150 мА в імпульсі. Технічні умови діода допускають його тривалу експлуатацію в безперервному режимі при напрузі харчування не вище плюс 30 В при стабілізації струму на рівні не вище 150 мА. У такому режимі гарантується одержання безперервного СвчнСигналу з потужністю не менш 20 мВт.

**60**

Генератор був підданий доробці, у результаті якої в резонатор були встановлені варакторные ланцюги перебудови частоти на основі двох СвчоВаракторов ЗА639В-6 (аао.336.418 ТУ, Томський завод при НДІ напівпровідникових приладів). Вихід генератора розв'язаний від навантаження ферритовым вентилем. Для термокомпенсации зсуву частоти в резонаторну камеру ГЛПД, виконану із суперінвару, установлена біметалічна вставка.

Вимір регулювальної характеристики генератора проводився на робочім місці, показаному на малюнку 28 .

**Харчування" "Ответвитель"**

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Б5-50** | **—►** | **.\_** |  | **її** |  | **и** | **1 1С** |  |
| **1 ЄНерсіїир** | | **II** | **1** | **II** | **455ю** | |
|  |  | ***і*** | **і** |  | **т** | **1** | **г** |
| **В7-40** | ***<*—** | **Б5-7** | |  | **МЗ-75** | **43-69** | |

**"Керування" "Потужність" "Частота"**

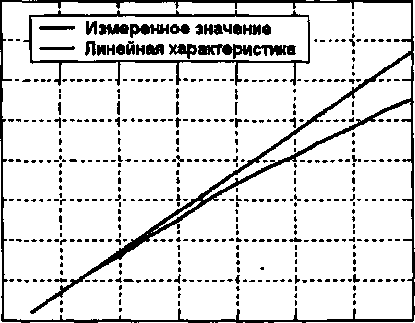
Рисунок 28 — Робоче місце для перевірки регулювальної характеристики

Харчування генератора здійснювалося від джерела постійного струму напругою 30 В при цьому рівень стабілізації струму 150 мА не досягався. Напруга керування регулювали в діапазоні від 0 до 7,0 В. Потужність сигналу через спрямований ответвитель 10 дб контролювалася вимірником потужності МЗ-75. Частота контролювалася частотоміром з використанням зовнішнього гетеродину 45-13, який дозволив перенести вимірювану частоту в діапазон до 3 Гтц, яка може бути обмірювана частотоміром 43-54 або 43-69. Результати вимірів зведено в таблицю 4. Відхилення частоти зазначені у вигляді відхилень від лінійного закону, відхилення потужності - від середнього значення.

61

Таблиця 4 - Результати виміру регулювальної характеристики ГЛПД

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| Uynp | Частота, ГГц | Відхилення частоти, ГГц | Потужність, мВт | Відхилення  потужності,  мвт |
| 0,5 | 61,225 | **0,000** | 32,6 | **-0,185** |
| 1,0 | 61,274 | **0,000** | 33,1 | **0,315** |
| 1,5 | 61,327 | **0,004** | 33,4 | **0,615** |
| 2,0 | 61,364 | **-0,008** | 33,6 | **0,815** |
| 2,5 | 61,417 | **-0,004** | 33,9 | **1,115** |
| 3,0 | 61,459 | **-0,011** | 35,2 | **2,415** |
| 3,5 | 61,506 | **-0,013** | 35,1 | **2,315** |
| 4,0 | 61,544 | **-0,024** | 35,0 | **2,215** |
| 4,5 | 61,586 | **-0,031** | 34,2 | **1,415** |
| 5,0 | 61,618 | **-0,048** | 31Д | **-1,685** |
| 5,5 | 61,656 | **-0,059** | 31,8 | **-0,985** |
| 6,0 | 61,684 | **-0,080** | 31,2 | **-1,585** |
| 6,5 | 61,729 | **-0,084** | 29,8 | **-2,985** |
| 7,0 | 61,752 | **-0,110** | 29,7 | **-3,085** |



Регулювальна характеристика генератора показано на малюнку 29.

**61.9**

Очевидна явна нелінійність

**61.8**

частоти генератора від прикладеного *g ш*

**ііі-**

керуючої напруги, що £ **віє** пов'язане з нелінійною залежністю £ 61S

**61.4**

ємності варакторов від прикладеного

**61.3**

зворотної напруги [34,37].

**61'20 12 3 4 5 6**

**ОцеНИМ ОШИбку Виміру Напруга керування, В**

дальності при даній нелінійності Рисунок 29 - Регулювальна

характеристика генератора  
 закону ЛЧМ. Для цього

**62** апроксимуємо закон керування сегментом полінома 3 порядку. При цьому помилка апроксимації менш 0,01 %.

f(u) = au3+bu2+cu+d,

(32)

де а, Ь, з, d - коефіцієнти полінома. Обчислюючи f(u) в MATLAB, і беручи її

похідну (швидкість модуляції), підставляємо в (26). Обчислимо різницеві

**10**

**8.5**

**в**

**8.5**

**х10°**

частоти й побудуємо графік (рисунок 30)

для відстані 9,5 м. Очевидно, що при

.------\_---'---. .\_-3W--1---------- J-- --...-.-J-. . - .......

даному законі модуляції відбувається 2"

розмивання спектра відгуків не менш

2-3 дискрет, що неприйнятно. При S s

**я о.**

**7 6.5**

абсолютно лінійному законі графік §7.5

вироджується в горизонтальну лінію.

**20D**

**400 BOO**

**Номер відліку**

**800**

**1000**

У зв'язку із цим необхідно

досліджувати необхідні й достатні *п ~п* тт

Рисунок 30очастота на виході

засобу лінеаризації регулювальної змішувача при вимірі відстані

\_ 9,5 м при нелінійному законі ЧМ

характеристики. Для цього застосовують *г*

генератори пилкоподібної напруги, побудовані на основі інтеграторів з

корекцією АЧХ [43]. Експериментальна схема показано на малюнку 31 [47].

**Г" з\* «rf**

**: io>if**

-Ir-thr-

***&***

**£22 мн S "З опт**

***77 ua***

**'Сотої\***

**[Syi0kcv75S**

**U**

**DAI**

**ad817**

***\y;***

**'DC L\*v\*r**

**ом**

**ad617**

**10 ИЭ**

**001 *If***

**ПпП-**

**I ню - ллл- '«иг і**

***1* 13**

**3 2 1N4148**

***ъ***

**lytic\***



***ы***

***ы***

**V *В* 150**

***thllso\****

**Iskq**

**(VW35ktv75\***

***\В***

**мою**

Рисунок 31 - Схема електрична принципова модулятора й форма вихідної напруги

**63**

Прямокутний сигнал синхронізації «Sync» подається на інтегратор із предыскажением. Корекція форми здійснюється з допомоги ланцюга, обведеної на малюнку 31 штриховою лінією. Потенціометром «Correct» підбирають форму напруги, потенціометром «Ampl» установлюють розмах напруги, потенціометром «DC Level» - постійний зсув.

Випробування генератора разом з модулятором (рисунок 31) проводилися на робочім місці, показаному на малюнку 32.

**"Аттенюатор" "Змішувач"**

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Б5-50** | **—►** | **Гоиаг** |  | **II** | **ДЗ-38** | **II *(*** |
| **1 СПСра і *\jyj*** | | **II** | **II *\*** |
|  |  | ***і*** | **k** |  |  |  |
|  | | **Модулятор** | | **і** | |  |
|  | | **і** | **і** |  | |  |
|  | | **Г5-60** | | **"Синхронізація** | | **■** |

Рисунок 32 — Робоче місце для перевірки генератора разом з модулятором

Імпульси синхронізації подавалися на модулятор з генератора Г5-60. У якості выносного змішувача використовувався змішувач ЛАМА.254741.003. Двома стрілками умовно показане, що гетеродинний сигнал подавався з аналізатора спектра З4-60 по тому ж кабелю, що й сигнал проміжної частоти. Змішувач 5ммм діапазону не входить у комплект поставки З4-60 (блок 1,5 - 39,6 Ггц) але виміру можна проводити й з використанням 8ммм змішувача, однак при цьому потрібно волноводный перехід з перетину 3,6 X 1,8 на 7,2 х 3,4 і рівень сигналу при цьому набагато нижче. Спостереження проводилися по екрану аналізатора спектра в лінійному режимі. Найбільш потужний спектр на екрані спостерігається в районі частоти 38 Ггц (збіглося в 2-х аналізаторів спектра).

Випробування в нормальних умовах показали, що за допомогою даного генератора й модулятора вдається добитися практично прямокутного

**64**

спектра з мінімальними пульсаціями. Виміру 3-х комплектів генераторів

показали наступні результати (Таблиця 5)

Таблиця 5 - Результати вимірів параметрів генераторів

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Генератор, № | Діапазон перебудови, ГГц | Середня потужність, мВт | Нерівномірність S(co), дБ |
| 001 | 61,39-61,87 | 34,0 | 0,4 |
| 002 | 61,14-61,65 | 30,0 | 0,6 |
| 003 | 61,42-61,90 | 29,7 | 0,8 |

Далі проводилися виміри при впливі зниженої й підвищеної температури ( від мінус 50 до плюс 60 °С), які показали, що параметри модулятора не змінюються, але лінійність перебудови частоти порушується. Оцінка, аналогічна проведеної вище, показала помилку виміру дальності до 2 м. Тому ухвалене рішення провести дослідницьку роботу з автоматичного коректування регулювальної характеристики ГЛПД [47].

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
|  |  |  |  |
|  |  |  |  |
|  |  |  | **ті** |
|  |  |  |  |

Для цього минулого знято 11 **62,00**

регулювальних характеристик j fi1 ftfi

**го**

за вищезгаданою методикою

£ **61,60**

**0 2 4 6**

**Напруга, У** Рисунок 33 - Частина сімейства регулювальних характеристик

при температурах середовища від g  
 мінус 50 до плюс 60 °С. **т 61,40** Отримані аппроксимационные «1 20  
 залежності напруг

перебудови від температури  
 середовища. Було отримане

сімейство характеристик виду (рисунок 33).

Результати вимірів були інтерпретовані у відповідні линеаризирующие криві перебудови генератора у вигляді матриці MR, що представляє собою 11 векторівррядків і(иі..іізо) по 30 елементів у кожному,

**65**

отриманих при інтерполяції значенні линеаризирующего напруги поліномом.

**U**

**і**

**u**

**1,2**

**U**

**1,3**

**,30**

**U**

**2,1**

**U**

**3,1**

**U**

**4,1**

**U**

**MR=**

**5,1**

**\*6,1**

**(33)**

**U**

**7,1**

**Чі**

**\*9,1**

**U**

**10,1**

**L і.'**

**'11,30**

Для відтворення зазначених регулювальних характеристик запропоноване обладнання (рисунок 34).

**ЧЕРВОНИЙ**



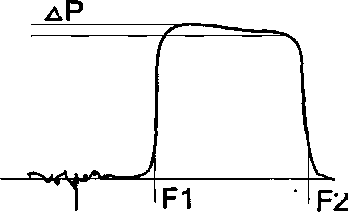
**I/U**

|  |  |
| --- | --- |
|  | цап; |
|  | **f** |
| тд | -\*• мк |
|  | **t** |

Рисунок 34— Структурна схема модулятора

Напруга з термодатчика (ТД), побудованого на терморезисторе з негативним ТКС і діапазоном зміни опору від 2000 до 30 Ом у діапазоні, що цікавить, температур, подається на АЦП мікроконтролера. Мікроконтролер на підставі обмірюваної температури навколишнього середовища програмує 30 внутрішніх регістрів значеннями коефіцієнтів, відповідних до напруги керування [50]. Значення коефіцієнтів у вигляді таблиці зберігаються в *програмній* пам'яті мікроконтролера. Формування кодів на виході формується по зовнішній команді синхронізації. Видача кодів на вихід здійснюється послідовним читанням регістрів, записаних у прямому (висхідна галузі ЧМ), а потім в

**66**



зворотному напрямку (спадна галузі ЧМ) 600ю командами 'OUT Rpn, PORT'. Після чого виконується повернення. Мікроконтролер AT90S2313-24 фірми ATMEL, що виконує операцію запису даних у порт за один

**"~~frayl"~~"\*~~"~~**

Рисунок 35- ЛчмеСпектр

машинний цикл, при тактировании кварцовим генератором із частотою 20 Мгц дозволяє видавати по 30 кодів, відповідних до напруги керування, за час сходження й зниження ЧМ (3,2 мкс). Мікроконтролер AT90S2313 має 32 восьмибитных регістру, з яких 2 використовуються самою програмою, що й визначило вибір кількості дискрет напруги.

Коди перетворяться у відповідний струм за допомогою ЦАП DAC0802 виробництва National Semiconductor (обмірюваний час перетворення 80 не, температурна нестабільність струму 0,1 %). Перетворювач струм/напрузі виконано на 544УД2А с корекцією АЧХ, пульсації пилкоподібної напруги фільтруються простим RcрФільтром низьких частот.

Залежно від конкретного застосування, вимір температури й корекція регулювальної характеристики може виконуватися як однократно після включення, так і по зовнішньому розв'язному сигналу.

Дослідження роботи генератора з даним модулятором, проведені в покроковому режимі установки напруги керування, у діапазоні температур були повторені й показали, що відхилення частоти від лінійного закону на найбільшій керуючій напрузі склали не більш 3 % замість 17 %, як це було показано в таблиці **4. *Це дозволяє скоротити помилку виміру дальності*** з 27 %, до **4** %, що як буде показано нижче, набагато менше методичної погрішності виміру.

Вимір характеристик спектра не показали помітних його змін у порівнянні з тими, що наведено в Таблиці 5. Зовнішній вигляд спектра, спостережуваний на екрані аналізатора, показано на малюнку 35. Спостережувана форма спектра максимально близька до прямокутної за винятком

**67** амплітудної нерівномірності АР, спостережуваної у всіх трьох тестируемых генераторів. Ця нерівномірність повинна бути подавлена змішувачем на глибину не менш 25 дб [32], інакше вона виявиться у вигляді паразитної амплітудної модуляції (ПАМ) у низькочастотній частині спектра проміжної частоти. Амплітудні шуми гетеродину можуть пригнічуватися в балансовому змішувачі, який також менш небалансового чутливий до потужності гетеродину [48,49].

**2.5.1.3 Змішувач**

Змішувач, що визначає як коефіцієнт шуму приймача, так і багато в чому його чутливість, у відповідності проведеними розрахунками потенціалу повинен мати наступні параметри (таблиця 6) Таблиця 6 - Необхідні параметри змішувача

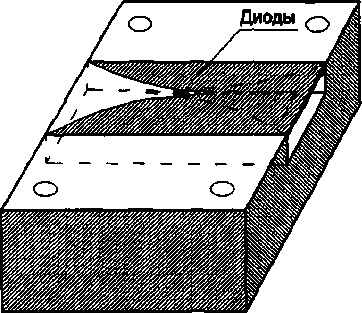
|  |  |
| --- | --- |
| Параметр | Значення |
| Частота гетеродину, ГГц | 61,0-62,0 |
| Радіочастота, ГГц | 61,0-62,0 |
| Проміжна частота, МГц | 0,1-15,0 МГц |
| Втрати перетворення, не більш, дБ | 10,0 |
| Ослаблення сигналу гетеродину на виході ПЧ, не менш, дБ | 20,0 |
| Динамічний діапазон потужності вхідного сигналу при рівні компресії 1 дБ, дБ(исх. 1 Вт) | Від мінус 90 до мінус 130 |

Пред'явлені вимоги до втрат перетворення й придушенню шумів гетеродину визначають застосування ***балансового змішувача.*** Змішувач можна побудувати на основі підібраної пари змішувально-детекторних діодів ЗА138А-3.

**68**

Діоди мають наступні основні параметри (таблиця 7): Таблиця 7 - Параметри змішувальних діодів

|  |  |
| --- | --- |
| Параметр | Значення |
| Робочий діапазон частот, ГГц | 25-80 |
| Максимальна потужність, що розсіюється, у діапазоні температур, мВт | 15,0 |
| Втрати перетворення, не більш, дБ | 5,5 |
| Нормований коефіцієнт шуму, не більш, дБ | 6,5 |

Змішувач виконаний на підвішеній подложке з дюроида RT5080 товщиною 0,127 мм із діелектричною проникністю є = 2,2. Діелектрична подложка розміщена в розрізі широкої стінки волноводного каналу. Застосування даної технології відомо на частотах до 35 Ггц [48,49]. На більших частотах подібні конструкції відомі із застосуванням сверхдорогостоящей подложки із плавленого кварцу. При цьому технологічність виготовлення

**Вхід сигналу**

**Вхід гетеродину**

Рисунок 36 - Нижня частина змішувача

даного змішувача висока, тому що *не вимагає дорогої обробки вузького 5ммм волноводного каналу.* Висновок енергії проміжної частоти виконується гермовыводом у верхній частині змішувача. Установка діодів виконується методом термокомпресійної

зварювання. На малюнку 36 показана нижня частина змішувача із установленою подложкой з діодами. З'єднання половин виконується за допомогою шпильок і штифтів (штифтові отвори не показані).

**69**

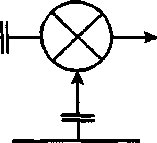
Вартість даного змішувача набагато нижче аналогічних приладів, що випускаються, наприклад, заводами «Микран», «Джерело» і Томським НДІ напівпровідникових приладів, тому що в їхніх конструкціях використовуються корпусні діоди з високою вартістю (наприклад, діод ЗА136А в корпусі КД-122 із твердими висновками мав вартість в 2003 г при поставці з «5» прийманням близько 90 доларів США). Діод ЗА138А-3 має вартість 10 доларів. При замовленні підібраної пари вартість одного піднімається до 15 доларів.

Таким чином, доведене, що ***застосування технології з підвішеною подложкой дозволило в 5ммм діапазоні побудувати високоякісний недорогий змішувач* [47].**

Приведемо основні характеристики змішувача, отримані при вимірі його параметрів (таблиця 8) на робочім місці (рисунок 37).

**Генератор СВЧ1 Аттенюатор! Змішувач**





Г4-142

***\\—* ДЗ-38**

**Вимірник Ксвн**

**Р2-69**

**ВЗ-57**

**Мікровольтметр**

**ДЗ-38 Аттенюатор2**

**Аналізатор спектра**

**З4-60**

**Т**

**Г4-142**

**Генератор СВЧ2**

Рисунок 37 - Робоче місце виміру параметрів змішувача

Виміру втрат перетворення проводилися за допомогою двох генераторів СВЧ Г4-142, один з яких використовувався в якості джерела радіочастоти, другий у якості гетеродину. Напруга проміжної частоти обмірювані в діапазоні від 5 до 15 Мгц за допомогою мікровольтметра ВЗ-57. Менше значення проміжної частоти не вдалося виміряти вірогідно через неможливість сполучення частот генераторів. Ослаблення сигналу гетеродину проводилося методом заміщення [51] за допомогою

**70** аналізатора спектра. Аттенюатором № 1 установлювалася потужність сигналу радіочастоти. Аттенюатором № 2 установлювалася потужність сигналу гетеродину. Визначене, що оптимальним з погляду мінімізації втрат перетворення й впливу ПАМ гетеродину значенням потужності гетеродинного сигналу є значення 0,15 - 0,25 мВт. Виміри проводилися на 3-х змішувачах, для кожного з яких підібрана оптимальна потужність гетеродину. Відхилення цієї потужності на 1 — 2 дБ приводило до збільшення втрат перетворення на 1,5 дБ. Це говорить про те, що на гетеродинному вході змішувача повинен бути встановлений *підбудований* ***аттенюатор*** з регулюванням у межах 10 дБ. Потужність, що відгалужується від гетеродину повинна бути не менш 2 — 3 мВт.

Таблиця 8 - Обмірювані параметри змішувача

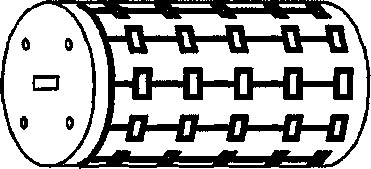
|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Параметр | Значення | Примітка |
| Проміжна частота, МГц | 5,0 - 15,0 |  |
| Втрати перетворення, не більш, дБ | 8,2 | на активнім навантаженні 10 кому |
| Ослаблення сигналу гетеродину на виході ПЧ, не менш, дБ | 26,0 |  |
| Верхня границя лінійності, дБ (исх. 1 Вт) | мінус 30 |  |
| КСВн входу сигналу, не більш | 1,12 |  |
| КСВн входу гетеродину, не більш | 1,15 |  |

**2.5.1.4 Антенна система**

Використання сполученої антени, як було відзначено вище, неприпустимо й потрібне додаткове ослаблення шуму гетеродину на 30 -35 дб. Цього можна добитися за рахунок використання рознесених приймальні й передавальної антен [39].

**71 2.5.1.4.1 Антена передавача**

Вимоги до антеною системі досить очевидні. Просторова область огляду СРО є конічною для того, щоб забезпечити огляд простору в передній півсфері спостереження. У межах цього просторового сектору необхідно фіксувати положення об'єктів спостереження й визначати відстань до них. Відомі моделі диско-конусних антенних систем, [2] у яких випромінювання відбувається в круговому секторі. Очевидно, що більша частина потенціалу передавача в цьому випадку розтрачується неефективно, тому що спрямована не убік об'єкта. Крім того, схеми запитки й узгодження конусний^-конусних-конусні-диско-конусних, випромінювачів неможливо розмістити в умовах малих габаритів і обмеженої маси.



Побудова антени як набору випромінюючих структур (НИС) (рисунок  
 38), розподілених по поверхні випромінювача, теж вимагає досить  
 складної схеми запитки й

симметрирования цих випромінювачів, у якій буде губитися більша частина енергії передавача.

Ідеальним виходом у даної

ситуації є *використання* „ 00 ттт\_,

*J* Рисунок 38 - НисеАнтена

*декількох випромінюючих структуру*

*що включаються послідовно* [47]. Застосовуючи даний метод, можна підвищити енергетичний потенціал у стільки раз, на скільки окремих елементів буде розділена антена ( за рахунок збільшення коефіцієнта спрямованого дії). Частина виграшу буде загублена в перемикачі (1,0 - 1,4 дб) . Відома антена виробництва фірми Alpha Industries (США), діапазону 90 Ггц, що реалізує просторовий огляд. У ній випромінювач обертається навколо своєї осі зі швидкістю 1500 про/хв. Використання такого варіанта антени набагато гірше запропонованого у зв'язку з тим, що:

-один період огляду простору прийде приблизно на 40 м, пройдені носієм при швидкості 1000 м/с, що явно недостатньо;

**72**

-необхідний малогабаритний і потужний електропривод, використання якого утруднено в умовах значних перевантажень;

-ціна відомого зразка в серійному випуску однієї тільки антени приблизно в 10 раз перевищує лімітну вартість усієї СРО.

*Для забезпечення спостереження в передній півсфері необхідно розмістити приймальню антени попереду, а набір передавальних позаду.* Тоді з відповідності з методиками, викладеними в [2, С. 211-220], необхідно, щоб прийомна антена формувала в просторі конусоподібну діаграму спрямованості з кутом нахилу головного максимуму в поздовжній площині 60 - 65 ° щодо напрямку спостереження й шириною за рівнем 0,5Ротах у межах 20 - 25 ° і забезпечувала максимально можливий коефіцієнт підсилення при мінімальних габаритах.

Передавальна антена повинна формувати в просторі п променів, що комутируються, з кутом нахилу головного максимуму в поздовжній площині ° 60-65 і шириною за рівнем 0,5'Ротах ° 20-25 у поздовжній площині й ° 60 у поперечній площині. Дискретна зміна напрямку випромінювання при скануванні повинне бути забезпечено в межах 360 ° / п. Коефіцієнт підсилення кожного з п променів повинен бути не менш 7 дБ ( відповідно до енергетичного розрахунку).

Розміщення антен на прикладі діючого зразка наведене в додатку А.

Кількість окремих випромінювачів, необхідних для кругового огляду, визначається таким чином, щоб діаграми спрямованості двох сусідніх антен за рівнем мінус 3 дБ перекривалися, щоб об'єкт із мінімальним ЭПР на відстані 7 — 9 м потрапив у два сусідні канали. При використанні антен із шириною діаграми **в** 25 - 35 ° ***необхідну кількість каналів п*** *рівно восьми.* Збільшення кількості випромінювачів приведе до значного ускладнення виготовлення антенного перемикача.

**73**

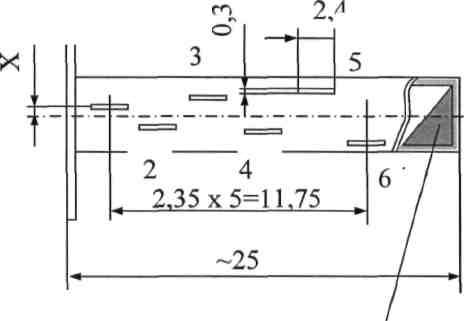
Найбільше повно технічні вимоги, пропоновані до прийомної антени, можуть бути виконані при застосуванні хвилевідно-щілинної резонансної антени, поміщеної в круговий рупор [2,39,40].

У якості елемента передавальної антени може бути використані лінійні хвилевідно-щілинні антенні ґрати із протифазними щілинами на широкій стінці хвилеводу. Така антена проста по конструкції й дозволяє реалізувати необхідний фазовий^-фазовий-фазовий-амплітудно-фазовий розподіл потужності в раскрыве з метою одержання необхідних характеристик випромінювання.



Рисунок 39 — Зовнішній вигляд

випромінюючого елемента антеною системи (М 1:1)

Кожний з 8 елементів передавальної антени являє собою стандартний хвилевід прямокутного перетину (3,6x1,8) мм із шістьма щілинами, розташованими в шаховому порядку на широкій стінці, навантажений на погоджене навантаження. Хвилевід працює в режимі хвилі, що біжить, і формує промінь зворотного випромінювання під необхідним кутом (рисунок 39). Синтез і аналіз електричних характеристик антени проведені по програмах [52,53] («Линар», «Аналіз»). Результати синтезу антени наведено на малюнку 40, у таблиці 9 і додатку Е.

**с**

Погоджене навантаження

1

Рисунок 40 - Елемент передавальної антени

**74**

Таблиця 9 - Геометричні параметри антени

|  |  |
| --- | --- |
| Ыщели | Хп, мм |
| 1 | 0.60 |
| 2 | 0,70 |
| 3 | 0,80 |
| 4 | 0,95 |
| 5 | 1,30 |
| 6 | 1,60 |

Електричні характеристики, обмірювані на 2-х зразках елемента антени, показали гарний збіг з розрахунковими величинами й наведено в таблиці 10. Таблиця 10 - Електричні параметри антени ПРД

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| N | Найменування | Ед. | Розрахункове | Обмірюване |
|  | контрольованого | измер. | значення | значення |
|  | параметра |  |  |  |
| 1 | Відхилення променя | град. |  |  |
|  | - у поздовжній площині |  | 75 | 75 |
|  | - у поперечній площині |  | 0 | 0 |
| 2 | Ширина ДН за рівнем 0,5Р max | град. |  |  |
|  | - у поздовжній площині |  | 20 | 19,5 |
|  | - у поперечній площині |  | 60 | 59 |
| 3 | Рівень бічних пелюстків в | **ДБ** |  |  |
|  | поздовжньої площини | **-** | -13 | -15 |
| 4 | КСВ входу | **ДБ** | 1,15 | 1,2 |
| 5 | Коефіцієнт підсилення |  | 8 | 9 |

Для одержання відхилення 60 - 65 ° у поздовжній площині *кожний з* ***8 хвилеводів повинен бути встановлений з нахилом у напрямку спостереження 10—15 °. Така установка дозволяє суттєво зменшити***

**75**

***одну зі складових впливи обтічника на ДН, а саме***

***багаторазові відбиття між поверхнею обтічника й раскрывом***

***антени*** [3]. Послідовна комутація каналів дозволяє забезпечити

круговий огляд простору при максимально можливому коефіцієнті

посилення.

В основу синтезу прийомної антени покладена антена, що представляє

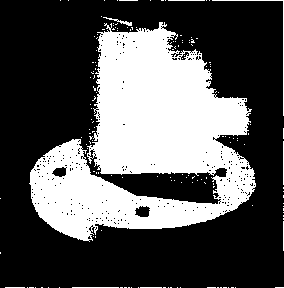
собою хвилевід, широкі стінки якого продовжені у вигляді крил і

утворюють перегородку, що з'єднує диск і конус [40,47]. У кожної широкої

стінці хвилеводу симетрично уздовж його осі прорізані випромінюючі щілини

(рисунок 41). Для порушення щілин використовується штир, що з'єднує дві

широкі стінки хвилеводу. З одного кінця хвилевід закінчується фланцем,



конструктивно об'єднаним з, що відбивають

диском. З іншого кінця хвилевід

закінчується поршнем, що переміщається,

елементом, що настроюється, що служить, і

конусним відбивачем, який разом з

диском, що відбиває, формує

воронкоподібну діаграму

спрямованості. Параметри ДН Рисунок 41 - Зовнішній вигляд

прийомної антени  
 спрацьовуються експериментально - (М2-1)

добором відповідних геометричних

розмірів. В [47] показане, що така конструкція може забезпечити кругову

ДН із провалами не більш мінус (2 - 3) дб і гарне узгодження (КСВ = 1,2 -

1,3).

Другий варіант прийомної антени є модифікацією першого і являє собою більш просту конструкцію, у якій застосовані зміщені від осі резонансні щілини й виключені збудливий штир і конусний відбивач. Обоє ці варіанта були отмакетированы. Результати макетування наведено в таблиці 11 і на малюнку 42 (суцільна лінія -варіант 1, пунктирна - варіант 2).

**76**

**про0**

**350° 10°**

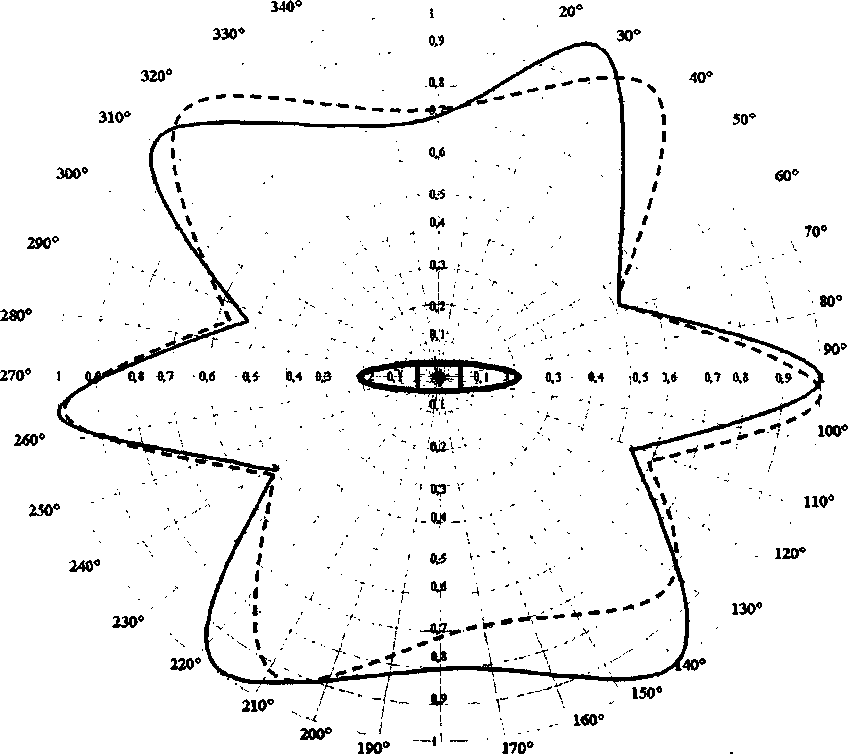


Рисунок 42— Діаграма спрямованості прийомної антени у двох варіантах виконання

**77**

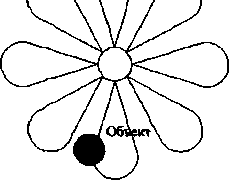
Таблиця 11 - Електричні параметри антени ПРМ

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| № | Найменування параметра | Ед. | Требо- | Антена | Антена |
| п/п |  | изм. | вания | №1 - | №2 |
| 1 | Відхилення головного |  |  |  |  |
|  | максимуму ДН у поздовжній | град. | 60-65 | 60 | 63 |
|  | площини |  |  |  |  |
| 2 | Ширина головного максимуму |  |  |  |  |
|  | ДН у поздовжній площині по | град. |  | 27 | 27 |
|  | рівню 0,5Ротах | дБ | 20-25 |  |  |
| 3 | Коэфф. посилення |  | max | 4 | 4,5 |
| 4 | Нерівномірність ДН в | дБ |  |  |  |
|  | секторі кутів 0 - 360 ° | **-** | **-** | - 3,4 | -3 |
| 5 | КСВ входу |  | **-** | 1,2 | 1,2 |

Як показали експериментальні роботи, *керування відхиленням* ***головного максимуму в межах 60 - 65° легко досягається зміною відстані від щілини до диска, що відбиває, а гарне узгодження -вибором положення поршня щодо щілини.* Одержати ширину** головного максимуму за рівнем 0,5'Ротах у поздовжній площині менше 27 ° і забезпечити нерівномірність ДН у секторі кутів 0 - 360°.менш мінус 3 дб не вдалося.

***Основний виграш при використанні багатоканальної антени -просторовий дозвіл, що дозволяє підвищувати вірогідність виявлення радіолокаційного об'єкта на тлі відбиттів, що*** *заважають, від земної поверхні.* У ситуаціях, коли напрямок на об'єкт і землю не збігаються (рисунок 43пекло відгуки виявляються прийнятими в різних кутових каналах.

**78**

Об'єкт

**поверхня, що підстилає**

**поверхня, що підстилає**

*тштж*

**б)**

а)

а) напрямку на об'єкт і землю не збігаються

б) напрямку на об'єкт і землю збігаються

Рисунок 43 - Ілюстрація можливого взаємного положення СРО й об'єкта

Поділ просторових каналів уможливлює виділення об'єкта навіть на тлі поверхні, що підстилає, за рахунок поділу частотних відгуків (рисунок 43, б). В умовах, коли в зоні відповідальності СРО перебувають постійно кілька об'єктів (наприклад, в умовах **автодороги) *просторовий дозвіл є обов'язковим.***

Для проведення моделювання відбиттів від об'єктів за методикою глави 1 діаграми передавальної й приймальні антен повинні бути наведені до виду табличних функцій f, і fs відповідно. *Табличні функції* ***визначаються амплітудно-фазовим розподілом антен.***

Алгоритм обробки даних радіолокації повинен передбачати можливість виявлення об'єкта на тлі поверхні, що підстилає. Форма відгуку сигналу від об'єкта й від поверхні, що підстилає, у частотній області будуть різними, а в тимчасовий природно припустити, що дані про поверхню, що підстилає, будуть стійкими, а від об'єкта уривчастими й короткими [47, 54,55].

**2.6 Розрахунок радіолінії**

Для визначення подальшої побудови обладнання обробки необхідно знати рівень сигналів, що надходять на вхід приймача в різних умовах. Для цього проведемо розрахунок параметрів радіолінії [47, 13]. У результаті розрахунку потрібно одержати дані про потенціал радіолінії СРО й тактичної можливості фіксації об'єкта при прийнятної випромінюваній у канал потужності, наведеної до входу антени.

Для розрахунку будемо використовувати елемент антеною системи одного каналу із шириною променя діаграми спрямованості антени в площині, що збігається з віссю СРО, за рівнем мінус 3 дБ рівної 25-35, відхилення максимуму діаграми спрямованості антени в площині, що збігається з віссю носія, приймемо рівним 20 ° у напрямку спостереження.

Вихідними даними для виконання розрахунку є:

частота випромінювання 61250 Мгц (Х= 5 мм);

дальність до об'єкта спостереження від 1 до 10 м;

мінімальна ЭПР об'єкта рівна 0,2 м2;

максимальна температура навколишнього середовища 125 °С;

питома ЭПР поверхні землі 0 дб/м.

Потужність прийнятого сигналу, відбитого від об'єкта, визначається по формулі [13]

Р

\* прд \* прд \* прм " Л, • Оц • J4By " ДооКому  
 при — 5

64 • ті3 - Ru4

**(34)**

де Рпрд - потужність передавача на вході передавальної антени, Gnpa - коефіцієнт підсилення передавальної антени; Gnpm - коефіцієнт підсилення прийомної антени;

X - робоча довжина хвилі;

S„ - ефективна площа розсіювання об'єкта

Кву - коефіцієнт підсилення вхідного підсилювача; Кком - коефіцієнт передачі комутатора (втрати на комутацію); Ru - відстань до об'єкта по променю.

Ru = R/cos(y), (35)

де R - дальність від СРО до об'єкта в площині, перпендикулярній осі СРО;

в - відхилення максимуму діаграми спрямованості антени в площині, що збігається з віссю СРО.

Потужність прийнятого сигналу, відбитого від поверхні Землі, визначається по формулі

**"прд ' прд ' '-Jnpm ' \*\* \* пов " - ДовВу ' - ДооКому**

р = (36)

***г*прм v *'***

64 • ти3 • R,4

де R3 - відстань до землі по променю (Ra = R / cos (у));

R — дальність від об'єкта до землі в площині, перпендикулярній осі об'єкта;

Snob - ефективна площа поверхні землі, що перебуває в промені діаграми спрямованості й в одній зоні по дальності.

**пов *л* т» 2**

= J 4 R/ • tg(A8/2) • tg(Ay/2) • апов / cos (у), якщо Аб < Av|/ (37)

4 R<,2 • tg(Av|//2) • tg(Ay/2) ■ апов / cos(y), якщо A5 > Ац/

де А8 - ширина променя в площині, перпендикулярній осі об'єкта;

Агов - ширина променя в площині, що збігається з віссю об'єкта;

А\|/ - кут, що обмежує одну зону по дальності в площині, перпендикулярній осі об'єкта;

про"пов - питома ефективна площа земної поверхні.

Рівень власних шумів виробу визначається тепловими шумами приймача, шумами гетеродинного сигналу й шумами сигналу просочки передавача.

Рівень теплового шуму приймача визначається по формулі

Рцт = 4.тшлґшкшс, (38)

де до - постійна Больцмана;

(39)

Т - температура навколишнього середовища; Af - смуга частот обробки сигналу; Кшс - коефіцієнт шуму змішувача. Рівень шуму гетеродину визначається по формулі

Рг-кшг-ді7 ДО

шг хх \*чш- \*-"' Amiim

де Рг - потужність сигналу гетеродину;

Кшг - відносний рівень шумів гетеродину на мінімальній частоті обробки прийнятого сигналу;

Кпш - коефіцієнт придушення шуму гетеродину в змішувачі.

Рівень шуму просочки передавача визначається по формулі

\* шпрс — -Гпрд ' 1-шпрд " AI' ДорРа> (40)

де Рпрд - потужність сигналу передавача;

Кшпрд ~" відносний рівень шумів передавача на мінімальній частоті обробки прийнятого сигналу;

Кра - коефіцієнт розв'язки антен приймача й передавача.

У підсумку рівень шуму приймача рівний

(41) Рпрм = Ршс + Ршг + Ршпрс= - 124 дБ (юж. 1 Вт).

Гранично досяжна чутливість приймача визначається тепловими шумами змішувача й становить мінус 128,6 дб (исх. 1 Вт). Реальна чутливість приймача визначається шумами гетеродину, рівними мінус 127 дб(исх. 1 Вт), і становить мінус 124,5 дб(Вт). Шуми генератора при заданій розв'язці антен помітного впливу на чутливість приймача не виявляють.

Задані характеристики виробу забезпечуються при мінімальній потужності випромінювання 25 мВт на канал, наведені до входу антени. Графічно співвідношення потужностей шумів і відгуків від землі й об'єкта наведено на малюнку 44. Результати розрахунку зведено в таблицю 12.

|  |  |
| --- | --- |
| 'н4 | -50 -60 |
| **^** | -70 |
| **X** і  **S** | -80 -90 -100 |
| ***й***  **О** | -110 |
| -120 -130 |
| ***&*** | - ДО |
| **S** | -150 |

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ***\*** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| ***\*** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **V** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **я** | **^** | **-»—** |  |  |  |  |  |  |
|  | **Ч** | **IV\*** |  |  |  |  |  |  |
|  |  | **ч.** | **°** |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |

**0 1 2 З А 5 6** Відстань, м

Потужність сигналу від об'єкта.

Рівень шуму змішувача. аура&ень шуму гетеродину. • — Рівень шуму приймача.

Потужність сигналу від землі. ь•мощность шуму просочки антен.

Рисунок 44 - Співвідношення сигналів і шумів високочастотного тракт

Таблиця 12- Результати розрахунку енергетичного потенціалу

|  |  |
| --- | --- |
| Робоча частота, ГГц | 61,250 |
| Довжина хвилі, мм | 4,898 |
| Потужність випромінювання, Вт | 0,025 |
| Ширина променя ПРД уздовж об'єкта, град. | 20 |
| Відхилення променя ПРД уздовж об'єкта, град. | 30 |
| Ширина променя ПРД поперек об'єкта, град. | 60 |
| Ширина променя ПРМ уздовж об'єкта, град. | 20 |
| Відхилення променя ПРМ уздовж об'єкта, град. | 30 |
| Ширина променя ПРМ поперек об'єкта, град. | 360 |
| КУ антени ПРД, дБ | 8 |
| КУ антени ПРМ, дБ | 6 |
| Питома ЭПР поверхні, дБ | 0 |
| ЭПР об'єкта, м2 | 0,2 |
| Смуга частот обробки, МГц | 1 |
| Втрати на комутацію, дБ | 0,3 |
| Коефіцієнт шуму ПРМ, дБ | 8 |
| Температура, град | 125 |
| Постійна Больцмана, Дж/ ДО | 1, 388Ю"23 |
| Потужність шуму змішувача, дБ(исх. 1 Вт) | - 128,582 |
| КПД антени ПРД | 0,8 |
| КПД антени ПРМ | 0,7 |
| Рівень шуму ПРД, дБ/Гц | - 142,0 |
| Коэфф. подавл. шуму в змішувачі, дБ | 25 |
| Потужність шуму гетеродину, дБ(исх. 1 Вт) | - 127,000 |
| Потужність сигналу гетеродину, Вт | 0,010 |
| Потужність шуму приймача, дБ(исх. 1 Вт ) | -124,511 |
| Крок по дальності, м | 1 |
| КУ вхідного підсилювача, дБ | 6 |
| Розв'язка антен, дБ | 40 |
| Потужність шуму просочки, дБ(исх. 1 Вт) | - 138,021 |
| Потужність просочки, дБ(исх. 1 Вт) | - 50,021 |

Підвищення чутливості приймача може бути досягнуте за рахунок:

зменшення рівня гетеродинного сигналу;

збільшення коефіцієнта придушення шумів у змішувачі;

зменшення коефіцієнта шуму змішувача.

Динамічний діапазон приймача визначається з однієї сторони чутливістю, а з іншого — максимально можливою потужністю вхідного сигналу. На вхід приймача надходить чотири різні сигнали:

відбитий сигнал від об'єкта;

відбитий сигнал від землі;

сигнал просочки передавача;

шум квантування при використанні цифрової обробки; Відбитий від об'єкта сигнал на мінімальній відстані 1 метр

може становити для різних об'єктів величину від мінус 85 до мінус 65 дб(исх. 1 Вт).

Сигнал, відбитий від Землі на відстані 3 метра може становити величину від мінус 100 до мінус 70 дб (исх. 1 Вт).

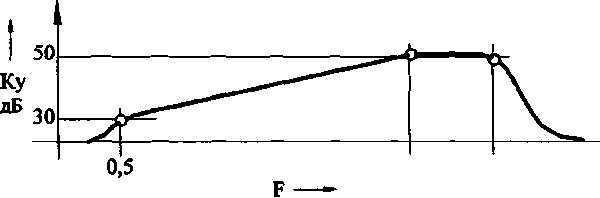
Сигнал просочки передавача при заданій розв'язці приймальні й передавальної антен 40 дб становить мінус 50 дб(исх. 1 Вт).

Шуми квантування й шуми цифрової частини до проведення натурного моделювання оцінити неможливо, але вони не перевищують 2 — 3 дб.

Таким чином, з урахуванням погрішності, динамічний діапазон приймача повинен бути в межах від мінус 125 до мінус 45 дБ(исх. 1 Вт) і становить 80 дБ. Тому що верхнє значення динамічного діапазону приймача визначається в даному варіанті сигналом просочки передавача, зменшення динамічного діапазону вироби може бути досягнуте шляхом збільшення розв'язки приймальні й передавальної антен до рівня 60 дБ. Такий широкий динамічний діапазон ( при перехід до напруги) неприйнятний для систем із цифровою обробкою тому що *помітно перевищує можливості* ***відомих АЦП***

Для скорочення динамічного діапазону прийнятих сигналів на вході обладнання обробки *необхідно застосувати логарифмічний підсилювач із корекцією АЧХ.* Побудова підсилювача описана в [47, 56 - 60]. Параметри підсилювача розраховувалися, виходячи з результатів п.2.6 і з наступних міркувань.

Мінімальна частота обробки прийнятого сигналу становить близько 500 кГц. Максимальна частота сигналу, обумовленого просочкой передавача (ПАМ), становить на виході змішувача величину < 200 кГц. Таким чином, при обробці вхідного сигналу необхідно забезпечити придушення частот < 200 кГц на величину 80 дб. При збільшенні розв'язки приймальні й передавальної антен вимоги до придушення сигналу в обладнанні обробки знижуються на ту ж величину (рисунок 45).



**7 Мгц 12**

Рисунок 45 - Вид АЧХ попереднього підсилювача

Із проведених розрахунків очевидно, що найбільш складним є забезпечення придушення сигналу просочки гетеродину. Для забезпечення придушення доцільно забезпечити максимальну розв'язку приймальні й передавальної антен, тому що це полегшує вимоги до динамічного діапазону приймача й рівню придушення сигналу гетеродину.в обладнанні обробки. Наведений розрахунок зокрема показує, що застосування однієї приймально-передавальної антени повністю виключене. Більше того, потрібно забезпечити максимальну розв'язку при застосуванні роздільних антен на приймання й передачу.

**2.7 Оцінка точності виміру дальності СРО** із **ЛЧМ зондувального радіосигналу**

Оцінимо методичну погрішність виміру дальності. Потенційна розв'язна здатність системи виявлення по дальності при максимально можливої девиации частоти передавача в режимі ЛЧМ AF = 480 Мгц становить

AR = c/(2AF) = 3-108/(2-480-106) = 0,31 м. (29)

Точність виміру дальності в системі звичайно порівнянна з розв'язною здатністю, однак реальна точність залежить від розкиду дальностей у межах об'єкта, яка перевищує задану точність оцінки дальності. У цих умовах видавана СРО оцінка дальності може відповідати або енергетичному центру відбитого сигналу (яркостной крапці), або найближчої дальності, точніше відстані до найближчого досить помітного елемента, що відбиває.

Реальна точність виміру дальності крім потенційної розв'язної здатності, обумовленої параметрами модуляції, залежить від розв'язної здатності частотного селектора, величини доплеровского зрушення частоти й алгоритму обробки інформації після частотного селектора.

Доплеровский зрушення частоти визначається по формулі [13]

Fa = —cosy, (42)

де V - швидкість зближення з об'єктом;

*X -* довжина хвилі випромінюваних коливань;

в - кут нахилу головного максимуму в меридіональній площині.

При швидкості зближення 2000 м/с доплеровский зрушення частоти становить 500 кГц, що еквівалентно помилці виміру дальності 0,5 м.

Використання симетричного (трикутного) закону модуляції приводить до утвору на виході приймача двох спектрів із центральними частотами

F,=FR + Ffl і F2 = Fr-ffl

**(43)**

Увівши обробку (Fi + F2)/2, можна усунути вплив доплеровского зрушення частоти на результат виміру дальності.

Аналогічним образом можна зменшити помилку виміру дальності від дискретності частотного селектора. Нехай є набір смугових фільтрів [47] зі смугою пропущення AF і з такий же (AF) дискретністю розташування на осі частот з амплітудно-частотною характеристикою (рисунок 46). Нехай оцінкою частоти сигналу, що попадає в смугу пгого фільтра, є значення Fn.

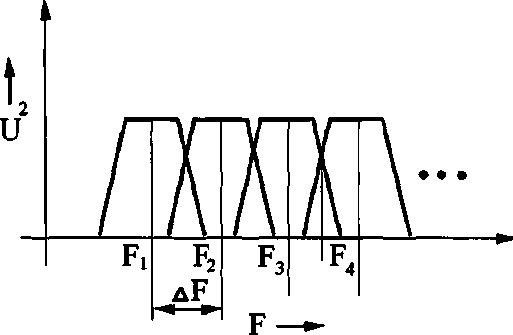


Рисунок 46 - Вид АЧХ частотного селектора

Тоді максимальна помилка оцінки частоти для сигналу, розташованого на краю смуги пропущення фільтра (у крапці Fn + AF/2), складе AF/2. Але при цьому, враховуючи наявність достатня широкого спектра сигналу й наявність перекриття АЧХ сусідніх фільтрів, спектр сигналу буде виявлений у сусідньому фільтрі із середньою частотою Fn + AF. Використовуючи обробку (Fi + F2)/2, одержимо

(Fn + (Fn + AF))/2 = Fn + AF/2, (44>

т.е. помилка в оцінці частоти сигналу, розташованого в районі частоти зрізу двох сусідніх фільтрів практично дорівнює нулю. При такій обробці *максимальна погрішність в оцінці частоти сигналу складе AF/4 т.е. близько 0,25 м ( при перерахуванні в дальність).*

**2.8 Попередня оцінка ймовірності виявлення й неправильного спрацьовування**

Оцінимо ймовірність неправильного спрацьовування виробу на підставі наступних даних:

робота СРО являє собою цикли тривалістю 40 з;

на початку кожного циклу є 5 з, у які доподлинно відома відсутність корисних сигналів від об'єктів на вході обладнання (помеховые сигнали при цьому можуть бути присутнім);

- після прошествия 5 з на СРО може бути поданий сигнал зовнішнього  
 запуску (ВЗ), який повідомляє про початок процесу виявлення;

імовірність правильного виявлення повинна бути не менш 0,95.

у плині 10 з імовірність неправильної тривоги першого роду повинна бути не більш 10~3;

Фіктивною тривогою першого роду назвемо неправильне виявлення об'єкта спостереження з видачею дальності. Фіктивною тривогою другого роду назвемо неправильне виявлення поверхні, що підстилає, з видачею дальності.

Виходячи з того, що ймовірності неправильної тривоги й правильного  
 виявлення пов'язані з величиною порога h і відношенням сигнал/шум  
 вираженнями \_ь\_

**/2E/N**

**1** [***\iCIN***](about:blank)

v27c

**-ОО**

**h**

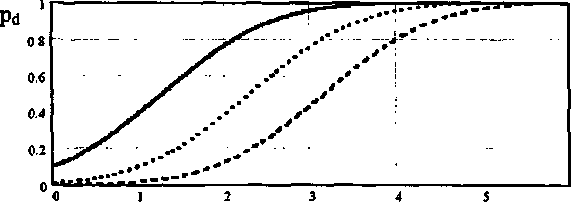
**pf=1 гг*рг* J e"t2/2dt> (45>**

**/2E/N**

**і V2E/N**

pd = 1\_ 1 f,-Червоний (46)

побудуємо криві виявлення для 3-х значень імовірності неправильної тривоги (ОД; 0,01 і 10 ~9) (Рисунок 47). При нульовім значенні відносини сигнал/шум крива починається в крапці, що відповідає ймовірності неправильної тривоги.



V2N/E Рисунок 47 - Криві виявлення детермінованого сигналу

Як відзначено вище, імовірність неправильної тривоги за 100і секундний інтервал роботи не повинна перевищити 10 "3. За Тр = 10 з повну кількість Z циклів випромінювання в один канал складе

Z = Tp /(пти)=10/(8'6,4-10~6)=195312

При цьому ймовірність неправильної тривоги при випромінюванні в один канал складе 5" 10 ~9.

На підставі проведеного в 1 главі моделювання й на підставі [1,6,10], містимо, що сигнал, відбитий від об'єкта спостереження в реальних умовах спостереження в 5ммм діапазоні має випадкову амплітуду й фазу. Тому розглядати сигнал як детермінований неправомірно. Користуючись критерієм Неймана-Пирсона, по заданій імовірності неправильної тривоги [16] для сигналу з випадковими параметрами

pf = e-h°2/2, hn=h

VNE/2a2

**(47)**

де N - спектральна щільність шуму;

а - амплітудний множник з релеевским розподілом;

h - порог. оцінюється значення граничного рівня ho і обчислюється ймовірність правильного виявлення

n =-b02/2{l+2Dae/a2N) (48)

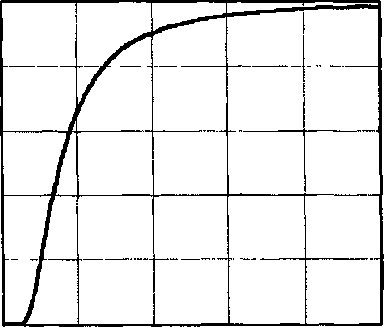
Pd C

Для того щоб побудувати характеристики ймовірності виявлення приймемо рівними енергії сигналу з відомою амплітудою й випадковою амплітудою. Тоді дисперсія сигналу з випадковою амплітудою Da = 0,5; амплітудний коефіцієнт сигналу з відомою амплітудою а = 1, те

вираження (47, 48) дають

**і** Pa = Pfl+E/N • (

На підставі якого будується крива виявлення (рисунок 48).



**і Pf**

**08 0< 0.4 0.2**

**0 0 10 20 30 40 50**

Відношення сигнал/шум Рисунок 48 - Крива виявлення федингующего сигналу при pf = 5' 10 ~9

Беручи до уваги припущення Стерлінга [13,С. 50] і досліджуючи дані (рисунок 13) можна розподіл ЭПР об'єкта спостереження вважати, що відповідають закону

де прооо- среднеквадратическое значення ЭПР.

і вважати даний випадок відповідним до розподілу 1 по

класифікації Стерлінга (повільні пульсації з розподілом (50)).

Для квадратичного детектора для pf = 5 • 10 ~9 необхідне для виконання вимоги pd = 0,95 відношення сигнал/шум складе Snro = 22 дБ [13]. Таке значення відносини сигнал/шум може бути реалізоване згідно з розрахунком тільки для відстаней до 2 м, що неприйнятно.

Прийнятне значення відносини сигнал/шум можна одержати інтегруванням спостережуваних реалізацій сигналу. Для одержання SNR = 5 дб необхідно проводити нагромадження 200 реалізацій (10 мс). При швидкості взаємного руху об'єкта й носія 1000 м/с відстань між ними при цьому зміниться на 10 м. Беручи до уваги, що в реальних умовах спостереження в основному відбувається зближення носія й об'єкта спостереження зі збільшенням потужності відбитого сигналу, то виносити рішення по закінченню настільки тривалого інтервалу нагромадження недоцільно.

Для одержання оцінки присутності сигналу певної частоти зі спектрі сигналу на виході змішувача (після посилення) найбільш очевидним є побудови обнаружителя у вигляді включених паралельно погоджених фільтрів. Некогерентне нагромадження виконується після детектирования. У силу того, що воно виконується по амплітуді, уся фазова інформація губиться, що є недоліком некогерентного нагромадження [61]. На малюнку 49 наведена відповідна до цього випадку структурна схема. Сигнали, виділені фільтрами, детектируются й зазнають інтегруванню. При цьому кількість етапів інтегрування може не задаватися, тому що при виконанні нагромадження на конденсаторному накопичувачі можна задати різними постійну часу заряду й розряду. Таким чином, інтегратор проводить осреднение випадкової амплітуди по деякому набору *х* останніх реалізацій вхідного сигналу. У даній структурній схемі стирається поняття «період інтегрування» Т, тому рішення про наявність сигналу може бути прийняте раніше, чим при фіксованому часі інтегрування. Рисунок 49 підкреслює, щозначення порога ухвалення рішення Н у даній схемі повинне задаватися для кожного з п частотних каналів обробки.

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  |  |  | **\*** | |  | | |  |  |  | ***->* —►** | **ё**  **ю**  **З**  **о. ю про**  **про m**  **З >s**  **про *а.*** |  |
|  | СФ1 | **—*\**** | ***І*** |  | ■\*КП1 | |  |  |
|  |  |  | | |  | | |  |
| **/<ч,** | ***>*** | СФ2 | **—►** | **т\*** | **—►** | ***І*** |  | *■\*■* | КП2 |  | **'->-** |
|  |  | **• • •** |  | | **• • •** | | |  | | |  |
|  | **►** | СФп | —*\*■* | **#** | —*\*■* | ***і*** |  | ***->*** | КПп |  |  |
|  |  |  |  | |  | | |  |  |  |  |

**НІ** Рисунок 49 - Структурна схема фільтрового некогерентного обнаружителя

Особливістю даної структурної схеми є той факт, що для одержання необхідної кількості дискрет обробки необхідно мати аналогічну кількість погоджених фільтрів, детекторів і т.д. Крім того, розглянута схема підходить у випадку, коли вплив £(t) єдине. У нашому випадку є 8 аналогічних впливів від 8 кутових каналів, змішання сигналів яких неприпустимо. У зв'язку із цим схема (рисунок 49) ухвалює вид (рисунок 50).

8

**-Тх -Тх**

**£**

8

**.Тх. Тх**

W0 *Щ>*

**,Тх**

**Тх**

Формувач адреси

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  |  |  |  | | —*\*■*  **—► • •** —*\*■* | **Q.**  **і**  **2** |
|  | ***>*** | СФ1 | **рр** | **\*** |
|  |  |  |  |  |
| ***№,*** | **—►** | СФ2 | **—►** | **\*** |
|  |  | **• • •** |  | |
|  | **—*>*** | СФп | **—►** | **\*** |
|  |  |  |  | |

**I**8

8

8**см о.**

**і**

**S 2**

**I**КП1

КП2

Кпп

**НЇ**

Синхр**е**

**Ю (0**

**О.**

**ю про**

**про ш**

**&**

**>s про о.**

**I**

Рисунок 50 - Структурна схема багатоканального фільтрового обнаружителя У цій структурній схемі комутатор, керований сигналами формувача адреси кутового каналу, підключає до виходів детекторів відповідний набір інтеграторів. Одночасно із цим комутатор 2 підключає входи компараторів КП до виходів цих же інтеграторів. Таким чином, на вході обладнання обробки в такт із випромінюванням у конкретний кутовий канал з'являються рішення компараторів про присутність у спектрі вибірки, отриманої при прийманні даних з відповідного кутового каналу, сигналів, виділених фільтрами СФ, що й перевищують Н. Фізична реалізація даного обнаружителя і його параметри будуть розглянуто в главі 3.

Для когерентного виявлення радіосигналів для збереження фазової інформації застосовують схеми, що містять квадратурний демодулятор у різному виді [16].

Представимо сигнал s(t, D = 1, <р) у вигляді суми квадратурних  
 складових. Ознака D = 1 говорить про наявність корисного сигналу в суміші.  
s(t, D = 1, ф) = A'cos(co0t + ф) = A'cos)'cos(oi>ot) - (5 П

- A'sin)"cos((Qot) = Xcos(©ot) - Ycos(coot)

Ортогональні складові взаємно не коррелированны, спільна щільність імовірності X і Y підлегла нормальному закону [16], тому корінь із суми квадратів ортогональних складових є енергія сигналу. Структурна схема обладнання, що реалізує даний алгоритм, наведено на малюнку 51.

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | с | :osco<  **I**  **X** | )t |  | **X** |  |
|  |  |  |  |  |
| \*(t) | **Gin\*Yb~t** | | |  | | |
|  |  | **{**  **X** |  | | **X** | **jjk** |
|  |  |  | ***•w*** |  |
|  |  |  |  |  | **t** |  |

ФП

ПУ

Рисунок 51 — Квадратурний обнаружитель сигналу з випадковою амплітудою й фазою.На малюнку 51 ланцюга роботи, що визначають структуру, по п кутовим каналам не показані. Докладно дана структурна схема і її фізична реалізація розглянута в 3-й главі.

Висновки

Застосування приймально-передавального тракту з лінійною частотною модуляцією зондувального радіосигналу в 5ммм діапазоні довжин хвиль забезпечує показники скритності радіоканалу СРО при взаємній електромагнітній сумісності.

Для забезпечення достатньої точності вимірів дальності необхідна висока лінійність частотної характеристики зондувального СвчнСигналу. Лінеаризація досягається корекцією нелінійності регулювальної характеристики генератора. Із цією метою проведений ряд експериментів, отримана достатня статистика й виконаний синтез цифрового модулятора з корекцією.

Розроблена передавальна антена, що представляє собою 8 випромінюючих структур, що электрически перемикаються, з діаграмами, що перекриваються в далекій зоні спостереження, спрямованості, забезпечує ефективне використання обмеженої потужності передавача. Рознесене приймання й передача сигналу забезпечує мінімізацію впливу шумів генератора.

Прийомна частина СРО у вигляді кореляційнонфільтрового приймача забезпечує виявлення федингующих радіосигналів з необхідною ймовірністю. Досягнення ймовірності виявлення (0,95) сполучене із тривалим циклом нагромадження даних, що при високих взаємних швидкостях неприпустимо, тому алгоритм виявлення з урахуванням високої швидкості вимагає пророблення.

3 ЦИФРОВІ Й АНАЛОГОВІ МЕТОДИ ПЕРВИННОЇ ОБРОБКИ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

У даній главі розглянуто два варіанти побудови блоку частотної селекції й статистичної обробки сигналу.

У сучасній радіотехніці існує стійка тенденція до використання цифрових методів аналізу радіосигналів.- Обладнання цифрової обробки даних мають безліч переваг у порівнянні з аналоговими. Вони мають можливість тривалого нагромадження слабких сигналів, мають температурну й тимчасову стабільність характеристик, високою надійністю, малою вагою і т.д. [31, 70].

Особливістю цифрової обробки є те, що сигнали, надходять на вхід обладнання не безупинно, а у відомі, звичайно рівновіддалені моменти часу tj . При необхідності аналізу аналогового сигналу цифровому обладнанню необхідний аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), який виконує квантування сигналу за рівнем. Період дискретизації вибирають на підставі теореми Котельникова, звичайно з деяким запасом. Дискретність за рівнем визначається з міркувань необхідної точності аналізу й динамічного діапазону вхідного сигналу [30].

Основним завданням цифрового обладнання в системі виявлення є високошвидкісний спектральний аналіз сигналу на виході змішувача. Стосовно до даного завдання - ухвалення бінарного рішення про наявність сигналу, що перевищує встановлений поріг, для кожної (дискретної) спектральної складової вхідного сигналу.

У завданнях спектрального аналізу в цифрових обладнаннях широке застосування знайшли алгоритми швидкого перетворення Фур'є [63]. Стрімкий розвиток елементної бази приводить до впровадження цих алгоритмів у малогабаритні електронні обладнання.

**3.1 Застосування швидкого перетворення Фур'є для спектрального аналізу інформаційних радіосигналів**

Для рішення завдань виявлення й оцінювання сигналів використовується розкладання по базису, що полягає із простих періодичних функцій sin і cos. Таке розкладання можна виконати за допомогою класичного перетворення Фур'є [62,63]. Потоки ортогональних коефіцієнтів Re(fft(£(t))) і Im(fft(£(t))) при цьому відповідають вхідній частині обладнання виявлення федингующего сигналу (рисунок 52), де (£(t)) - квантованная за часом і рівню функція вхідного сигналу, t — дискретний час.

**cos 0)NT**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
|  |  | **V** | ***Рл*** |
|  | **—►** | **X** | **►** |
| **C(t)**  **►** | **БІГКОЇ** | | |
|  | **—►** | **X** | **►** |

Рисунок 52 - Розкладання по базису

Базисні функції для спектрального аналізу мають частоту, відповідну до етапу перетворення.

Для виконання дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) потрібно порядку X2 комплексних множень, де X представляє кількість крапок ДПФ. Використання алгоритму швидкого перетворення Фур'є (БПФ) по підставі 2 приводить до зменшення кількості множень до (X/2)log2X.

Основними стримуючими факторами для застосування БПФ у недорогих малогабаритних обладнаннях була недостатня швидкодія обчислювачів. Історично БПФ реалізовувався спочатку на мікросхемах малого й середнього ступеня інтеграції, потім універсальних мікропроцесорах, сигнальних мікропроцесорах і, нарешті, на СБИСпрограмувальної логіки - ПЛИС. Революційний прорив при використанні ПЛИС полягає в дуже високій швидкодії, программируемости, а також компактності технічних рішень. Сучасні сигнальні процесори в стані аналізувати сигнали зі смугою менше 1 Мгц. Це зв'язане, насамперед з тим, що в однопроцесорних системах неможливо організувати паралельного виконання алгоритму. Мікросхеми ПЛИС урятовані від цього недоліку, тому що допускають побудова паралельних структур для виконання алгоритмів. ПЛИС здатні обробляти сигнали із частотою до декількох десятків мегагерц.

Сформулюємо взаємозалежні вимоги для реалізації БПФ:

кількість крапок перетворення;

необхідна частота дискретизації;

дозвіл по частоті;

розрядність вхідного сигналу;

швидкодія (час виконання перетворення).

Перелічимо вимоги з боку базової системи стосовно блоку БПФ. Діапазон частоти биттів між переданим і прийнятим (відбитим) сигналом становить від 0 до 10 Мгц. Відстані 10 м до об'єкта відповідає максимальна частота fmax= 10 Мгц. Необхідно забезпечити дозвіл об'єкта в просторі з точністю 1 м, що відповідає частотному дозволу 1 Мгц. В ідеальному випадку необхідно мати 10 смугових фільтрів із центральними частотами 1, 2, ... , 10МГц зі смугою пропущення 1 МГц кожний або, що адекватно, розкладання на 10 частотних каналів, кожний з яких представляє смугу 1 МГц і 1 м відповідно. Частота дискретизації при цьому повинна бути згідно з теоремою Котельникова й fs>2fmax,T.e.20MT4.

Однак, ідеального розкладання, а, отже, і дозволу одержати неможливо із двох причин. Перша полягає в тому, що спостереження за сигналом відбувається на кінцевому тимчасовому інтервалі. На границі вікна спостереження сигнал буде мати розрив, який дає внесок на усіх базисних частотах. Це явище називається «просочуванням» спектральних складових і є одним з недоліків БПФ. Другою причиною є ще один ефект, коли частота аналізованого сигналу не збігається з базисними частотами розкладання. Самий несприятливий випадок відбувається, коли частота аналізованого сигналу розташовується посередине між базисними частотами. Для підвищення дозволу й зниження впливу зазначених недоліків ухвалене рішення використовувати перетворення на 64 крапки [62,63].

Для визначення спектрального дозволу БПФ необхідно звернутися до оціненої в 2.7 методичній погрішності виміру дальності. Дозвіл БПФ повинне забезпечувати частотне розрізнення не гірше оціненого. Спектральний дозвіл БПФ для прямокутного вікна визначається формулою

Af=|3(fs/X), (51)

де fs — частота дискретизації;

X - кількість отсчетов;

Р - коефіцієнт, що враховує розширення смуги для обраного вікна.

Виходячи з (51) кількість крапок перетворення повинне бути 64.

Час вибірки вихідного масиву з 64 отсчетов такого сигналу буде становити 64 / (20 Мгц) = 3,2 мкс (50 не на відлік). Для забезпечення безперервного аналізу необхідно, щоб за час нагромадження масиву -3,2 мкс проводився аналіз попереднього. У результаті виконання БПФ виходить симетричний спектр, який усікається до- перших 32 коефіцієнтів. Для сигналу, що відповідає висхідної й спадної галузям ЛЧМ, перетворення виконується окремо (по 32 крапки на кожне).

**3.1.1 Використання тимчасових вікон** для **поліпшення спектральних характеристик БПФ**

Робота на кінцевому тимчасовому інтервалі спостереження й ортогональний тригонометричний базис обумовлює властивості спектрального розкладання [64]. Із усіх можливих частот тільки співпадаючі із частотами базису будуть проектувати на один базисний вектор, а всі інші будуть мати ненульові проекції на кожній з векторів базисної безлічі. Це явище звичайне називають «просочуванням» спектральних складових. Якщо період аналізованого сигналу не кратний тривалості інтервалу спостереження, періодичне продовження сигналу буде мати розриви на границях інтервалу. Віконне перетворення має вигляд у безперервній формі

**+00**

**А(ю)= Js(t)-w(t-b)xe-j<otdt) (52)**

**-з**

де сигнальна функція s(t) додатково множиться на віконну функцію, у якій параметр b указує зрушення вікна в тимчасовій області.

Вікна являють собою вагові функції, використовувані для зменшення розмивання спектральних компонентів, обумовленого кінцівкою оброблюваного інтервалу. Вплив вікна на масив даних полягає в зменшення порядку розриву на границі періодичного продовження. Цього домагаються, согласуя на границі можливо більше число похідних зважених даних.

В [64 — 66] даний докладний аналіз різних віконних функцій, наведені основні параметри вікон. При виборі певної функції необхідний облік таких параметрів як:

когерентне посилення;

рівень бічних пелюстків;

втрати перетворення;

смуга за рівнем мінус 6 дб і т.д.

Оскільки вікно надає спектральній лінії деяку ширину, цікаво знати, при якій мінімальній відстані між двома спектральними лініями рівної інтенсивності головні пелюстки цих ліній ще можуть бути дозволені незалежно від положення ліній щодо базису БПФ. Дискретність виміру відстані СРО становить 1 м, тому необхідно забезпечити розрізнення спектральних компонентів, що розрізняють ся на 1 Мгц.

Відстань між частотними складовими повинне перевищувати ширину вікна за рівнем 6 дб. Для різних типів вікон ця ширина перебуває в межах від 1,2 до 2,6 Af. В [64] описаний простий експеримент, у якім розглянуто розрізнення сигналу, що має 2 спектральні складові із частотами відповідними 10 і 16 частотам БПФ, і з амплітудами 1,0 і 0,01 (різниця рівнів 40 дб). Виявилося, що при виявленні близьких, але тонів, що суттєво відрізняються по амплітуді, найкращі результати досягаються при використанні оптимальних вікон (Кайзера - Бесселя, Дольфа - Чебышева, Барсилона - Темеша), а також вікон Блэкмана - Хэрриса (рисунок 52). Смуга за рівнем мінус 6 дб у цих вікон перебуває в межах (2,0 -2,5) Af. Із цього випливає, що при рівності в сигналі складових, для їхнього розрізнення відстань між відповідними частотними складовими повинне бути рівно ЗА£, що відповідає 0,9 Мгц і задовольняє пред'явленій вимозі. Найбільше просто з "гарних" вікон реалізується вікно Блэкмана - Хэрриса.

Це вікно визначається вираженням + 0,07922-cos

2я  
 п

N

W(n) = 0,42323 - 0,49755 • cos

гдеп = 0; 1;2,... ,N-1.

і має наступні характеристики:

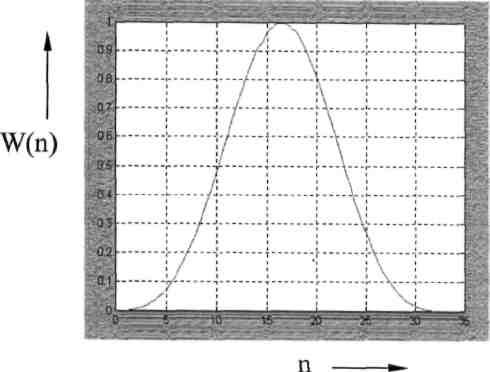
посилення 0,42;

рівень бічних пелюстків мінус 67 дб;

втрати перетворення 3,45 дб;

•2п

N(53)



- смуга за рівнем мінус 6 дб становить 1,81 Af.

Рисунок 52 - Коефіцієнти

передачі W(n) вікна

Блэкманаахарриса на 32

крапки

Зрівняємо властивості даного вікна із властивостями прямокутного вікна. Прямокутне вікно на всім інтервалі спостереження рівно 1. Таке вікно можна розглядати, що як виділяє або стробирующую послідовність, що впливає на сигнал для виділення з нього кінцевої ділянки. Це вікно визначається як

W(n)=l,0, де п = 0; 1; 2, ... , X - 1.

Перетворення Фур'є цього вікна являє собою ядро Дирихле із шириною головного пелюстка ДПФ 2Af ( по перших нулях) і рівнем перших бічних пелюстків на 13 дб нижче головного пелюстка, максимальні втрати перетворення становлять 3,92 дб.

Найважливішим з параметрів вікон є рівень бічних пелюстків. Чим він нижче, тем менше зсув спектральних оцінок. Інший найважливіший параметр - максимальні втрати перетворення. Чим вони нижче, тем вище обнаружимость слабких сигналів.

Таким чином, структурна схема повинна бути доповнена обладнанням, що виконують множення вхідного сигналу на коефіцієнти вікна W(n). Результат визначається відповідно до (55) як

FFT(C(k),W(k))=Xw(n)C(n)-e-j-27c[M[n-1]/x, (55)

**п=0**

де £(к) -вхідний вплив;

W(n) - функція коефіцієнтів вікна102 і реалізується обладнанням (рисунок 53)

**w(n> Rey»)**

**пекло**

**1**

**X**

**fft**

**lm(fft(C(t)))**

**►**

Рисунок 53 - БПФ із функцією вікна Блэкмана

Енергія спектральних складових визначається підсумовуванням квадратів дійсної й уявної частини коефіцієнтів розкладання

Її = Re2(ffl(C(t)) + Im2(fft<<;(t)) (56)

і інтегруванням результату по кожній частотній складовій.

**3.1.2 Імовірнісна оцінка вимог до цифрового блоку**

Основним завданням, що коштує перед блоком БПФ є ухвалення рішення на підставі кінцевого числа спостережень вхідного впливу про наявність або відсутність перевищення критичного порога енергією окремих спектральних складових. Для прийняття такого рішення повинне бути вироблене відношення правдоподібності. Згідно [16] імовірності неправильної тривоги й правильного виявлення зв'язані зі значенням порога h і відношенням сигнал/шум d як

**\*-год?**

**(57)**

Ра= 1-Ф

***(л***

--d d

***J***

де Ф - інтеграл імовірності. Аналогічно можна зобразити криві виявлення для відомих імовірностей р.

Ра

**I**

**0.95**

**0.9 0 85**

**08 0.75**

**0.7 0«5**

**Про 0.55**

**0.5 0.45**

**04 0 35**

**03 0.15**

**02 0.15**

**0.1**

**0.05**

**0**

**0 0 7 1.4 21 2 8 3.5 4 2 4.9 5.6 *6 і* 7**

Відношення сигнал/шум

Рисунок 54 — Залежність імовірності правильного виявлення від відношення сигнал/шум

Беручи до уваги викладення, зроблені в главі 2, необхідне для забезпечення ймовірності правильного виявлення 0,95 значення відносини сигнал/шум становить 22 дб. Для приведення цього значення до результату (рисунок 54) необхідне виконання інтегрування по 200 реалізаціях прийнятого сигналу [13]. Але відомо [64, 66], що виконання дискретного перетворення Фур'є дає виграш у відношенні сигнал/шум, пропорційний кількості дискрет розкладання. Беручи до уваги викладення підрозділу 3.1.1, можна представити кожну з 32 частотних складових розкладання як погоджений фільтр зі смугою 2Af і придушенням сигналу за смугою не менш 6 дб/розряд. Погоджений фільтр у кінцевий етап спостереження максимізує відношення сигнал/шум на своєму виході, аналогічно для дискретного випадку значення відносини підвищується в

**ч>»**

G = X Кс

(58)

де Кр - коефіцієнт розрізнення спектральних складових, певний в 3.1.1 і рівний 0,31.

Це дає виграш у відношенні сигнал/шум на 10,7 дб і для досягнення необхідної ймовірності потрібно близько З = 70 ітерацій інтегрування по кожній частотній складовій у кожному кутовому каналі, що відповідає часу близько 3 мс.

Розглянута ситуація вірна для випадку статичного спостереження, коли об'єкт спостереження, нехай навіть і з мінімальним по потужності відгуком перебуває на однаковій відстані увесь час спостереження. Однак, в умовах високих взаємних швидкостей часте ухвалення рішення настільки пізно буває малоефективним. Відомо, що послідовний алгоритм Вальда [25] має виграш за часом аналізу приблизно в ln(pf)/m(l-pd) раз, що для нашого випадку відповідає 6. Виграш досягається за рахунок дострокового ухвалення рішення про відсутність корисного сигналу, виграш у випадку наявності корисного сигналу критерій Вальда не забезпечує. Але, беручи до уваги факт, що найбільш частим рішенням є рішення про відсутність корисного сигналу, даний алгоритм широко використовують у системах радіоспостереження.

Принцип роботи алгоритму Вальда полягає в порівнянні з попередньо обраними порогами А > У відносини правдоподібності, що обчислюється на кожному етапі аналізу. У випадку, якщо вирішальна статистика перевищила А, ухвалюють рішення щодо наявності корисного сигналу, якщо не перевищила В, те виносять рішення, що корисний сигнал відсутній, у третьому випадку, якщо вирішальна статистика укладена меду порогами - спостереження продовжують. Вирішальні пороги обчислюють на підставі

A = pd/pf;

**ввв- *(L!d* (59)**

( 1Ррг)'

і беруть їхні логарифми. *Усі перераховані методи не враховують того факту, що після включення СРО в зоні огляду може виявитися поверхня, що підстилає, статичні предмети, нерівномірні шуми в частотних каналах через нескомпенсовану ПАМ і ін.* Тобто, існує ймовірність того, що відразу після включення буде перевищення заданих порогів у деяких частотних каналах.

**3.1.3 Евристичний метод аналізу**

Пропонується простий евристичний метод, що дозволяє враховувати навчальні вибірки, отримані протягом часу, наданого на адаптацію - 5 з послу включення.

У плині цього часу всі сигнали, що надходять від об'єктів спостереження або обумовлені власними шумами, будемо вважати помеховыми. Для визначення вирішального правила здійснимо нагромадження даних по всім частотним складовим усіх кутових каналів.

Нехай

Zr = {zik..zik} - вектор, що представляє собою і спостережень, зроблених у кутовому каналі к.

Перед початком роботи вибираються **р.** два канали з мінімальними інтегральними енергіями сигналу. В

кожної частотної складовій кожного j

кутового каналу визначається Рисунок 54 - Шумовий портрет

максимальне значення, тобто

*формується «шумовий портрет» Ек кутових каналів* (рисунок 54) вектор, що представляє собою, з 64 коефіцієнтів. Розрахунок «шумового портрета» триває весь період адаптації (5 с) з максимізацією результату.

Після цього адаптація забороняється й відбувається перехід на другий етап роботи - визначення дальності до об'єктів у зоні виявлення. Нагромадження енергії за фіксовані інтервали часу як уже було зазначено вище не оптимально. Розглянемо ситуацію, показану на малюнку 55.

***П* V3**

**I,.. , I**

***\* *"* II *'"* I**

**V1 V2**

Рисунок 55 - Ілюстрація динаміки процесу

У випадку, якщо накопиченої за час інтегрування енергії виявилося недостатньо для винесення рішення про превалювання сигналу над шумами, то наступне нагромадження необхідне згідно з алгоритмом Неймана-Пирсона починати знову з нуля.

Динаміка процесу £ може бути така, що вирішальна статистика не дає права ухвалити рішення щодо наявності корисного сигналу (рисунок 55, штрихова лінія) ні по вибірці VI, ні по V2, а вибірка V3 говорить про наявність сигналу, тому в межі необхідно мати можливість одночасного нагромадження відразу всіх вибірок, відповідних до кількості ітерацій нагромадження.

Цей процес можна виконати за допомогою *«затриманого» інтегратора,* який виконує інтегрування з рівними постійними часу заряду й розряду, працюючи по алгоритму

***Ы)* (60)**

де й - порядковий номер спостереження з вектора спостережень;

N - довжина вектора спостереження .

Інтегратор обчислює матожидание вже просуммированных вибірок. Для порівняння з S(i) на підставі попередньо накопиченої вибірки «шумового портрета» визначається поріг ho(i) як

**їх**

N

ДО(і)=

(61)

де Zfc- елемент вектора «шумового портрета» для даного кутового каналу.

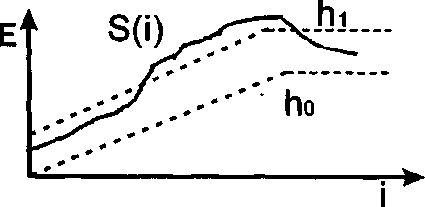
Другий поріг hi(i) визначається множенням ho(i) на відоме необхідне відношення сигнал/шум. Вирішальний алгоритм досить простий і виражається в перевірці

S(i)<ho(i)->0 = O;

S(i)>h1(i)0 = l;

h0 (i)<S(i)<h, (і) —> *&* = невизначеність,

(62)



де 0 - бінарна функція рішення. При

обігу 0 в «невизначеність»

аналіз необхідно продовжувати. При

достроковім ухваленні рішення 0

нагромадження й порівняння не припиняється,

починається новий цикл порівняння, при Рисунок 56 - Вирішальне правило

цьому адреса значення порога для даної частотної складової не міняється.

Після закінчення основного періоду нагромадження поріг виходить на граничний

рівень, що відповідає максимальному і (61). *На відміну від алгоритму*

***Вальда по закінченню основного часу нагромадження при зниженні сигналу***

***нижче hi(i) ухвалюється рішення про відсутність корисного сигналу.***

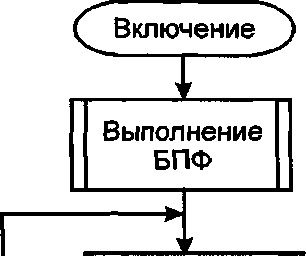
Даний алгоритм здійснює ухвалення рішення по порогах, певних на підставі pf і pd за критерієм Неймана-Пирсона, отже, з погляду ухвалення рішення про наявність сигналу є оптимальним.

По закінченню ухвалення рішення про наявність сигналів по кожному із частотних каналів аналізуються результати, що відповідають висхідної й спадної галузей ЛЧМ. Якщо результат, отриманий по висхідній галузях ЛЧМ, не підтверджується аналогічним результатом на спадній галузях

(, що відрізняється на 1 - 2 частотні дискреты, що відповідає максимальному доплеровскому зсуву), те він відкидається. Результати роботи з галузей ЛЧМ усредняются і являє собою 322х розрядне число.

Результат вимірів по кожному з кутових каналів передається на вихід обладнання разом з кодом адреси кутового каналу. Видача даних на вихід здійснюється з періодичністю, відповідної до швидкодії наступного обладнання обробки. Дані на виході зазнають контролю повторюваності, тобто при розбіжності рішень у межах деякого інтервалу, обумовленого періодичністю видачі даних, вони відкидаються. Алгоритм роботи блоку має вигляд (рисунок 57).

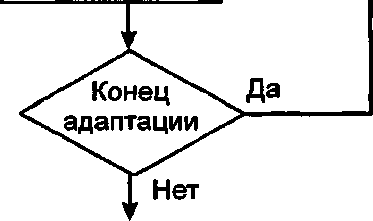




**Порівняння з порогами**

**Одержання вибірки**





**Контроль**

**повторюваності**

**для ЛЧМ**

**Контроль**

**вихідний**

**інформації**

Розрахунок **шумового портрета**

**I**

**Розрахунок порогів**

***щ***

**Компонування результату**

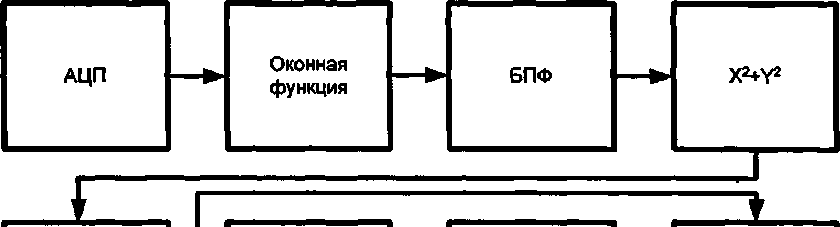
**Видача даних**

Рисунок 57 - Алгоритм роботи блоку БПФ і контролю результату

**3.1.4 Розробка функціональної схеми цифрового БОРД**

Перейдемо до синтезу фізичної реалізації алгоритму (рисунок 57). Функціональна схема цифрового блоку обробки радіолокаційних даних (БОРД), відповідна до даного алгоритму, представлено на малюнку 58.

Стрілками показане проходження інформації з БОРД. Усі елементи цифрової обробки, крім АЦП, можуть бути реалізовані в ПЛИС.



Інтегратор **на**

**кожну**

**частотну**

**складову**

**Інтегратор**

**частотних**

**складових**

**кутових**

**каналів**

**Визначення каналів з**

**мінімальною енергією**

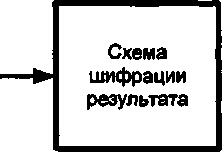
**Схема**

**формування**

**рівня**

**адаптації**





**г~?**

**Схема**

**порівняння з**

**порогом**

**Схема**

**компенсації**

**доплеровского**

**зрушення**

**Схема контролю**

**повторюваності**

**результату**

Рисунок 58- Функціональна схема цифрового БОРД

**3.1.4.1 Визначення шумового порога**

Формування порога відбувається в такий спосіб: сигнал з виходу БПФ надходить на схему обчислення квадрата модуля, тобто енергії сигналу, потім отримані значення шифруються в мантису з 11 розрядів і експоненту (ступінь 2) з 5 розрядів. Значення надходять на вхід інтегратора, який робить інтегрування кожної частотної складової. Середні значення сигналу в кожній частотній складовій підсумуються, формуючи енергії кутових каналів. Дані значення енергії надходять на **по**

схему визначення каналів з мінімальними енергіями. Сигнал з виходу інтегратора частотних складових, у моменти часу, обумовлені схемою визначення каналів з мінімальною енергією, надходить на вхід схеми формування рівня адаптації, що розраховує h(i).

**3.1.4.2 Вхідна частина цифрового** блоку **обробки сигналів**

Функціональна схема вхідної частини ЦБОРД представлено на малюнку 59.

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| сигнал з АЦП 8 | регістр вхідної інформації | 8 | умножитель | 8 выхс |
| **/ *w*** | **/ "** |  |
|  |  |  | А8 значення *в* коефіцієнта | |
| синхронізація | Лічильник адрес | 6 | ОЗУ коефіцієнтів вікна |  |
|  |  |
| 20 МГц | **/ *Щ***  адреса  коэффи- |  |
|  |  |
|  |  | циента |  |  |

Рисунок 59 — Функціональна схема вхідної частини ЦБОРД

Лічильник адрес, умножитель, і схема табличної реалізації коефіцієнтів вікна призначені для реалізації функції вікна БлэкманааХэрриса. Результатом роботи даного обладнання є добуток віконної функції на оцифрованный за допомогою АЦП вхідний сигнал.

**3.1.4.3 Розрядність БПФ і швидкість обчислень**

ФірмиоРозроблювачі мікросхем для цифрової обробки сигналів (сигнальні процесори, ПЛИС) звичайно включають у поставку бібліотеку з однієї з реалізацій БПФ по підставі 3. Алгоритми по підставі 2 історично з'явилися першими. Вони досить добре описані **в**

**Ill**

літературі. Зокрема такий алгоритм реалізований у меганфункції FFT, розробленою фірмою ALTERA®.

Мега - функція, що реалізує проект БПФ на 64 крапки з розрядністю 8 має наступні параметри. Проект реалізований на одній ПЛИС FLEX10K30. Увесь проект займає близько 1000 логічних гнізд (Lcs) і 6 реконфигурируемых блоків пам'яті (Eabs). Обчислення 644х крапкового БПФ виконується за 471 такт. При тактировании ПЛИС сигналом із частотою 40 Мгц час виконання БПФ64 становить приблизно 12 мкс, що не відповідає вимогам - 3,2 мкс.

Підвищення тактової частоти обробки до максимально припустимої для даного типу ПЛИС також не приводить до потрібного результату. Симулятор САПР МАХ + plus II показує, що проект БПФ64 працює на максимальній частоті 60 Мгц. Збільшення тактової частоти в 1, 5 рази дозволяє обчислювати перетворення не за 12, а за 9 мкс.

При реалізації алгоритму БПФ на 64 крапки по підставі 2 кількість етапів алгоритму рівно log264 = 6. На кожному з 6 етапів необхідно ОЗУ й комплексний умножитель, частка апаратних витрат якого становить більш 95 %. Саме тому в меганфункції фірми ALTERA® застосована послідовна обробка етапів алгоритму. Низька швидкодія меганфункції БПФ обумовлене застосуванням такого алгоритму.

У пакеті поставки САПР МАХ + plus II наведені довідкові відомості по мегакфункціям, що реалізують БПФ із підставою, відмінним від 3. Фірма Integrated Silicon Systems® (ISS) поставляє меганфункції БПФ64 по підставі 4. МеганФункція FFT64HP розміщається в ПЛИС 1 OKI00-1, час виконання БПФ 1,2 мкс. МеганФункція FFT64LL також розміщається в ПЛИС 1 OKI00-1, час виконання БПФ 2,08 мкс. Орієнтовна вартість кожної з меганфункцій - $10000. Оскільки бібліотечна функція не дозволяє виконати вимога по швидкодії, а вартість існуючих надзвичайно велика, вирішено розробити меганфункцію з іншою підставою (4 або 8).

112 В [66] описані структурні схеми різних алгоритмів БПФ. Для зниження кількості етапів вибрали алгоритм по підставі 8. При використанні підстави 8 кількість етапів log864 = 2. З'являється можливість використання конвеєрної обробки вхідної інформації. Така обробка дозволяє виконати тимчасовий поділ роботи щаблів алгоритму із проміжним зберіганням інформації в гойдалковому ОЗУ. Функціональна схема БПФ64 наведено на малюнку 60.

**БПФ8**

**Re**

***I***

**ОЗУ**

**вхідний**

**інформації**

***J***

**Re**

**Im 2**

**Exp**

**Комплексний умножитель**

**!t8 gt8**

**ОЗУ коефіцієнтів**

**Re**

**Im**

**Exp**

**Обладнання**

**вирівнювання**

**груповий**

**експоненти**

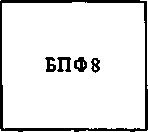
**Re 8**

**Im**

**Exp**

**ОЗУ проміжної інформації**

***jke* Tim в**



***Jke* в Іш *J***

**3 Ехр**

**3 Ехр**

**Інформація із вхідної частини БОС**

**Вихідна**

**інформація на**

**обчислювач**

**модуля**

**Re**

**Im**

**Exp**

**ОЗУ**

**вихідний**

**інформації**

Рисунок 60 - Функціональна схема проекту БПФ64

Проект виконує рівнобіжну-послідовно-паралельну обробку сигналу, причому паралельній обробці зазнає тільки БПФ8, інші операції виконуються послідовно. Вибір такої схеми проекту обумовлений оптимальним співвідношенням швидкодії й апаратних витрат.

Для забезпечення конвеєрної обробки, як і говорилося вище, застосовуються гойдалкові ОЗУ, що представляють собою два ОЗУ по черзі, кожні 3,2 мкс (визначається вхідною тактовою частотою), що працюють на запис/читання. Після того як у вхідному ОЗУ записана інформація, вона надходить на вхід сдвигового регістру, за допомогою якого послідовна інформація перетвориться в паралельну. Таким чином, підготовляється інформація для БПФ8, після якого оброблена паралельна інформація знову перетвориться в послідовну. Потім інформація надходить на вхід комплексного умножителя, де відбувається перемножування обробленої інформації на коефіцієнти відповідні до етапу обчислення.

Перед записом в ОЗУ зберігання проміжної інформації, необхідно зробити уравнивание групових експонент, яке здійснюється відповідним обладнанням. Після обробки 64 крапок і записи результатів в ОЗУ, останнє перемикається, і цикл повторюється, при цьому оброблена інформація надходить на вхід другого БПФ8. Таким чином, з'являється можливість використання безперервної роботи алгоритму, що підвищує продуктивність схеми.

Для введення інформації в схему передбачене ОЗУ вхідної інформації, запис у яке здійснюється в порядку зростання адрес. Зчитування інформації відбувається в байт - інверсному порядку, для здійснення якого застосовується спеціальний лічильник. Тому що лічильники формування адреси ОЗУ відрізняються, то на вході адресної шини ОЗУ коштує мультиплексор. Аналогічна схема застосовується й в ОЗУ зберігання проміжної інформації, і там байт - інверсний порядок застосовується для запису.

При розміщенні проекту в негабаритному макеті, у якім використовуються мікросхеми FLEX10K30, розбивка проекту проводилася з урахуванням мінімізації зв'язків між мікросхемами, тому що їхня кількість обмежена. При цьому проект зайняв три ПЛИС. У першу мікросхему були об'єднані ОЗУ вхідної інформації й БПФ8, у другу ОЗУ комплексних коефіцієнтів, комплексний умножитель, обладнання уравнивания групової експоненти й ОЗУ проміжної інформації, у третю БПФ8. Тому що БПФ8 у другому щаблі має комплексний вхід, тобто на вході присутній і дійсна й уявна частини, те його обсяг трохи більше БПФ8 першої щаблі, на вході якого є присутнім тільки дійсна частина. Тому БПФ8 другому щабля виділена вся третя мікросхема, а ОЗУ вихідної інформації розміщене в наступній мікросхемі.

Результати компіляції подпроектов наведено в таблиці 13.

Таблиця 13 — Параметри відкомпільованого проекту БПФ

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| Мікросхема | Число  вхідних  зв'язків | Число  вихідних  зв'язків | Обсяг в LC  (% від обсягу FLEX10K30) | Швидкодія (МГц) |
| 1 | 11 | 21 | 1098(65%) | 29 |
| 2 | 21 | 22 | 799 (47 %) | 28 |
| 3 | 22 | 20 | 1518(89%) | 30 |

Дані компіляції наведені без обліку призначення номерів контактів, і тому реальні дані можуть незначно вирізняться від даних, наведених у таблиці 7. Однак існуючий запас по швидкодії ( для виконання БПФ64 за 3,2 мкс тактова частота повинна бути рівна 20 Мгц) і обсягу говорить про можливість фізичної реалізації проекту й розміщенні його в габаритному макеті при виконанні всіх вимог.

Для розміщення проекту в реальному виробі можна рекомендувати мікросхему FLEX10K70. Займаний обсяг при цьому буде становити порядку 90 %. Враховуючи порівняно високу частоту роботи (20 Мгц), можна припустити, що через нераціональне розміщення проекту (нестача обсягу й, отже, збільшення довжини зв'язків у мікросхемі, збільшення кількості займаних гнізд і т.д.) потужність, що розсівається мікросхемою, буде значною. Враховуючи, що в обмеженому обсязі відбувається збільшення довжини зв'язків усередині мікросхеми, можна також припустити зниження швидкодії. Застосовувати більш однієї мікросхеми також недоцільно, тому що штучне призначення номерів контактів при розбивці проекту на кілька мікросхем практично завжди приводить до зниженню швидкодії й збільшенню обсягу. Тому для реалізації проекту доцільне застосування мікросхеми FLEX10K100, при цьому можливо підвищення швидкодії, зниження обсягу в порівнянні із сумарним обсягом, наведеним у таблиці 7 і зниження споживаного струму. Розміщення проекту в мікросхемі FLEX10K100 приведе також до зниження потужності, що розсівається, що підвищить надійність схеми. Крім цього в мікросхемі FLEX10K100 утримується 12 банків ОЗУ, що дозволить повністю реалізувати проект в одній мікросхемі, що особливо привабливо для малогабаритної системи. Додаткова інформація й звіти наведені в додатку Д. Повний виклад алгоритму БПФ64 наведене в [47].

**3.1.4.5 Обчислювач квадрата модуля комплексного числа.**

Із блоку БПФ64 результат для подальшої обробки надходить у комплексній формі у вигляді послідовності дійсної, уявної частини й блокової експоненти числа. В обчислювач модуля комплексного числа (ВМК) входять наступні блоки (рисунок 61):

умножители 1 і 2;

суматор;

обладнання шифрации результату.

Умножители призначені для визначення квадрата величини відповідно до дійсної й уявної частин спектральних складових. У суматорі обчислюється сума квадратів дійсної й уявної частин. Шифратор перетворить 15-ти розрядну суму й 4-х розрядну експоненту в 11-ти розрядну мантису й 5тти розрядну експоненту.

Дійсна частина

7

**14**

*/*

Уявна частина

7

/

умножитель

умножитель

14

7

В2

суматор

**Х2+В2 15**

Шифратор

мантиса 11

експонента 5

**Ь4-**

Експонента  
 3  
 -/

*/*

умножитель

на 2 (зрушення вліво)

**"7**

Рисунок 61 - Функціональна схема обчислювача квадрата модуля комплексного числа

На побудову обчислювача накладаються апаратні й точностные обмеження. Апаратні обмеження пов'язані з особливістю побудови обраних ПЛИС і полягають у кількості логічних елементів на одну мікросхему. Точностные обмеження визначають необхідну розрядність блоків, щоб у результаті обчислень не відбувалася втрата істотної інформації. Ці обмеження взаємно суперечливі. Обраний варіант побудови обчислювача є компромісом між цими вимогами.

Умножители виконують операцію X2. На вхід умножителей надходять семиразрядные мантиси з виходу БПФ. Вони відповідають абсолютному значенню дійсної й уявної частин. На виході умножителя розрядність підвищується в 2 рази й рівна 14. На вхід суматора надходять 2 доданків з розрядністю 14, вихід суматора має розрядність 15.

Блокова експонента - це результат роботи блоку БПФ. З метою економії апаратних витрат була задана 8-й розрядна реалізація БПФ. Це означає, що на вході й виході блоку як реальна, так і уявна частина не повинні перевищувати 8 розрядів. На вході ця вимога виконується за рахунок розрядності результату з АЦП і функції застосованого тимчасового вікна. У результаті виконання перетворення блок БПФ робить усередині себе множення й додавання комплексних чисел. Оскільки в результаті цих операцій розрядність збільшується, БПФ на кожному етапі перетворення нормує вихідний результат, щоб залишитися в межах заданої розрядності, у цьому випадку 8. Це робиться в такий спосіб. Перебуває максимальне число в блоці й ділиться на 2 доти, поки результат не ввійде в задані рамки 8 розрядів. Після кожного розподілу блокова експонента збільшується на 1. У такий же спосіб нормуються всі числа в блоці. Вистава чисел із блоковою експонентою являє собою щось середнє між числами з фіксованою крапкою й числами із плаваючою крапкою. На виході БПФ кожному значенню числа відповідає своя експонента, що відповідає уявленню числа із плаваючою крапкою. Для збереження чутливості БПФ надалі всі операції проводяться із плаваючою крапкою.

3.1.4.6 Накопичувальний суматор

Накопичувальний суматор призначений для нагромадження результатів роботи проекту БПФ64 за останні 70 обходів (постійна інтегрування уточнюється на етапі натурного відпрацьовування) в 700і кутових каналах (рисунок 62). Особливістю роботи суматора є робота із плаваючої коми.

11 p- мантиса 5p - експонента

16

**7**

регістр

вхідний

інформації

11 р - мантиса 5р - експонента

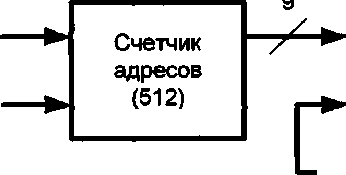
16

**/**

**<\***

Синхронізація

11 р - мантиса 5р - експонента

16

**7**

ОЗУ

512x19

суматор

19

10 Мгц

чисел з

плаваючої

комі

***Т*** 19

***/***

***т***

14 ррр- мантиса 5р - експонента

Рисунок 62нфункціональна схема інтегратора частотних складових

Перед тем як зробити підсумовування, обоє числа приводяться до однакової експоненти, яка визначається максимальної экспонентои двох вхідних чисел. Після виконання підсумовування, результат кодується таким чином, щоб як можна більша частина числа лежала в мантисі.

**3.1.4.7 Інтегратор частотних складових кутових каналів**

Даний інтегратор побудований за схемою накопичувального суматора зі скиданням. Функціональна схема представлено на малюнку 63. На вході накопичувального суматора є дешифратор, який перетворить вхідну мантису й експоненту в полноразрядное число.



мантиса 11

експонента скидання

накопичувальний суматор

**I**

29

Енергія каналу

Рисунок 63 яфункціональна схема інтегратора частотних складових

**3.1.4.8 Обладнання формування рівня адаптації**

Функціональна схема обладнання формування рівня адаптації представлено на малюнку 64. Обладнання працює по алгоритму, описаному вище. Перед визначенням максимального числа вхідні результати також приводяться до однакової експоненти.

**16**

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Регістр**  **вхідний**  **інформації** |  |  | **16** |  |  |  |  |  | |
|  | **11р - мантиса** | | | |  |  | |
|  | **5** | **5р - експонента** | |  | |  | |
| **Лічильник** |  | **ОЗУ формування рівня** |  | | **Схема**  **вибору**  **максимуму** | **1R** | |
| ***/*** | **Г\*** |  | |  | ***У*** |  |
| **16** | | | ***л*** |  |
| ***/*** |  | |  |
| **t** |  | **I** |  |  |  |  |
| **Дозвіл** | | |  | |  | **11р - мантиса 5р - експонента 16 рівень адаптації** | |
| **Обладнання керування** | ***%*** | **ОЗУ**  **поточного рівня** |
| **формування** | | |  | |
| **адаптації \_** | | | | |  | |
|  |  |  |  |  |  | |

Рисунок 64 — Функціональна схема формувача рівня адаптації

**3.1.4.9 Схема визначення каналів з мінімальною енергією**

Схема визначення каналу з мінімальною енергією являє собою схему, що вибирає з потоку послідовних даних дві мінімальні енергії, що й фіксує відповідні до цих енергій канали. Також дана схема здійснює формування тимчасових стробов відповідних до каналів з мінімальною енергією. Стробы використовуються для дозволу роботи обладнання формування рівня адаптації.

**3.1.4.10 Схема порівняння з порогом**

Схема порівняння з порогом являє собою компаратор, на вході якого є обладнання вирівнювання експонент рівня адаптації й вхідного сигналу, що й нормує h(i).

**3.1.4.11 Схема компенсації доплеровского зсуву**

Тому що в якості вхідного сигналу використовується ЛчмгСигнал, то на виході БПФ будуть присутні спектральні складові, зміщені на «+» частоти Доплера (підйом ЛЧМ) і «-» частоти Доплера (скат ЛЧМ). Схема здійснює фіксацію частотних складових, а потім обчислює дійсне положення спектра. Якщо сигнал на підйомі не зустрічає підтвердження на скаті, то сигнал уважається неправильним і відкидається. Алгоритм підтвердження аналізує наявність спектральних складових, зміщених максимум на два гнізда, що відповідає максимуму доплеровского зсуву. Функціональна схема обладнання й тимчасові діаграми представлено на малюнку 65.

Обладнання

фіксації

складових і

обчислення

частоти

Затримка на половину

часу ЛЧМ сигналу

4 5 6

**п**

підйом ЛЧМ

**>J-**

тривалість каналу

**6 7 8**

**и**

**Л**

скат ЛЧМ

а - Вхід обладнання

6 7 8

4 5 6

б - Вхід обладнання фіксації складових і обчислення частоти

5 6 7

в - Вихід обладнання

Рисунок 65 - Ілюстрація процесу компенсації доплеровского зсуву

**3.1.4.12 Схема контролю повторюваності результату**

Схема контролю виконує аналіз наявності сигналу в певній частотній складовій протягом проміжку часу, відповідного до періоду видачі результатів зовні. Якщо протягом цього тимчасового проміжку спостерігалося провалля сигналу, то сигнал уважається неправильним.

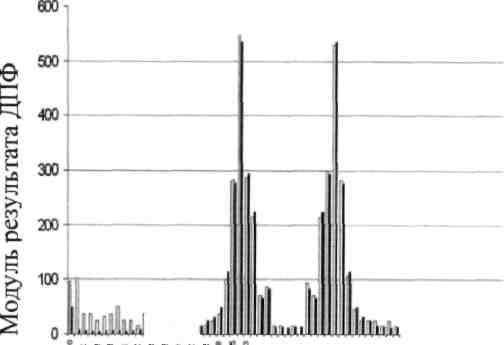
**3.1.4.13 Схема шифрации результатів**

Дана схема робить шифрацию результатів для видачі їх в обладнання алгоритмічної обробки. Тому що сигнали на виході БПФ представлені в послідовному виді (розгорнення по частотним складовим і каналам), те він перетвориться в паралельний код з метою зниження швидкості обміну.

**3.1.4.14 Результати моделювання ЦБОС у САПР МАХ + plus II®**

Симулятор САПР MAX+plus II® дозволяє проводити налагодження проектів у вбудованому в нього редакторі тимчасових діаграм. Однак істотним недоліком є низька швидкодія симулятора, що не дозволяє моделювати поведінка великого проекту або декількох проектів разом. Саме тому перевірка роботи проектів проводилася окремо.

Методика налагодження полягала в наступному. Для розгляду в якості вихідних даних були представлені файли в текстовому виді, у яких утримувалося по 64 відліку вхідного сигналу. Ці файли обраховувалися в одному з математичних пакетів MATLAB або Excel у тому порядку, у якому даним стояло проходити по блоках БОР Д. Результати етапів обрахування були зразком при налагодженні певного проекту. На малюнку 34 представлені результати БПФ64, отримані в MATLAB і в симуляторі МАХ + plus И®. Помилка обчислення в МАХ + plus II® в області сигналів становить не більш 1 %, в області бічних складових спектра не більш 12 % (рисунок 66).

tjw.

I5S\*SIS"SI

**°MAXPLUS+" \* I MATLAB**

**. | і S Я ДО | £ S. 4 S. \* \* *t* 5 Я t \*. 8.**

Відстань, m

Рисунок 66 - Спектрограма результатів БПФ64 в MATLAB і МАХ+

Вихідні дані для проведення моделювання в МАХ+ отримані при моделюванні прута по програмі мовою Delphi 6 (додаток Б).

У додатку Г наведені протоколи лабораторних випробувань розробленого й виготовленого блоку виконання БПФ.

Проведемо обробку даних, отриманих при моделюванні об'єкта спостереження (рисунок 2) на висоті від поверхні 3 м. Дані імпортовані із САПР за допомогою додаткової програми (додаток Д). Діаграма зворотного розсіювання побудована в MATLAB по методиках глави 1. Результат спектральної обробки відгуків представлено на малюнку 67. хюо

Є

**4.0**

**1.0**

***Ой***

**1**

1.11

**н**

**;п**

**&**

***л***

**О**

**Діііііііііпліл..|ЯІІ1і,ііпі.і1«іііііі...і ..iilnll**

**1 4 7 10 13 16 19 22 25 2Є 31 34 37 40 43 46 49 52 55 58 61 64**

Номер відліку, п Рисунок 67 - Спектрограма ДПФ відгуку від об'єкта

Відстань між антеною системою й близькою крапкою об'єкта становить 7 метрів. Висота об'єкта над поверхнею, що підстилає, становить 3 метра. Напрямок на об'єкт поверхню, що й підстилає, збігаються. Спектральна діаграма показує, що спектр відбитого сигналу досить багатий. Спектральні складові з 10 по 16 відлік відповідають відбиттю від об'єкта. З 19 по 32 відлік належать протяжній поверхні, що підстилає. Інші відгуки - побічн, що з'явилися через недоліки ДПФ, подолання яких розглянуто . Як видне по діаграмі, одиничний кадр обробки несе досить убогу інформацію. Тому додаткова алгоритмічна обробка з урахуванням тимчасових особливостей сигналів від поверхні, що підстилає, і об'єкта є обов'язковою. Виконання такої обробки в ПЛИС нераціонально, тому що це приводить до значного збільшення зайнятих комірок пам'яті, збільшенню довжини зв'язків і зниженню продуктивності. Тому необхідно розділити етапи обробки на швидкий (БПФ) і повільний і виконувати його в обладнанні, менш швидкісному, чому ПЛИС, але, що спрощує алгоритмічну обробку - у мікроконтролері/

Функціональна схема системи, побудованої відповідно до цих рекомендацій, наведено на малюнку 68.

**л**

Модулятор

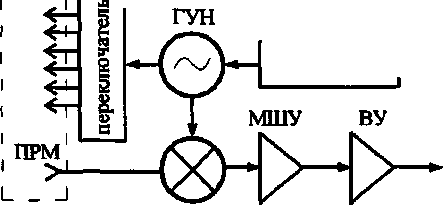
і н т е

р

**ф**

е • й

**с**

ПРД

Цифрова обробка ПЛИС

Змішувач

**ЗЕ**

Микро-эвм

Рисунок 68 - Функціональна схема системи зі сполученою обробкою

До складу блоку входять: ПРД - передавальні антени

ПРМ - прийомна антена;

ГУН - генератор, керований напругою;

МШУ - малошумящий підсилювач;

ВУ — відеопідсилювач.

Модулятор виконаний на основі досліджень, проведених у главі 2. Коди для ЦАП модулятора формує ПЛИС.

Цей варіант має властивість температурної стійкості, тому що шумові пороги обчислюються на підставі вхідних даних. Виключена необхідність розміщати в ПЛИС нелінійну алгоритмічну обробку даних, що скорочує кількість і потужність мікросхем.

Проміжні висновки

1 Розміщення блоку БПФ у габаритах СРО вимагає застосування  
 високопродуктивних моделей мікросхем ПЛИС із рівнем не інтеграції  
 не нижче FLEX 1 ДО100 з тактовою частотою обробки не нижче 20 Мгц.

2 Через малий час фіксації об'єкта спостереження утруднена  
 робота із класичних алгоритмів виявлення, тому розроблений  
 власний алгоритм, що дозволяє ухвалювати рішення з урахуванням навчальної  
 вибірки шумового сигналу. Контроль правильності результату необхідно  
 виконувати по сполученню результатів на галузях ЛЧМ і по повторюваності в  
 період передачі даних у зовнішнє обладнання.

3 У складі блоку БПФ утруднене розміщення нелінійної обробки  
 даних для прийняття рішень про розпізнавання об'єктів, що й підстилає тому що  
 ця обробка вимагає організації нелінійного алгоритму, що в даних  
 умовах недоцільно в ПЛИС. Тому для виконання «повільної»  
 обробки буде потрібно додаткове обладнання, побудоване на базі  
 мікроконтролера.

4 Проведення досвідчених робіт з діючим зразком блоку й  
 машинного розрахунку показують адекватність результатів один одному.

**3.2 Спектральний аналіз даних радіолокації в аналоговій формі**

**3.2.1 Побудова аналогового блоку обробки інформаційних сигналів**

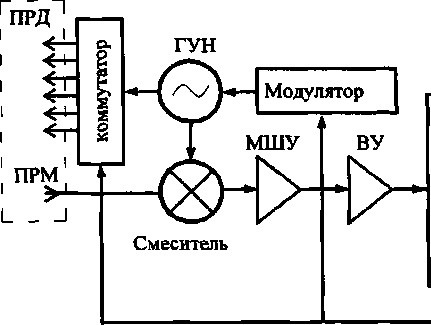
Для виділення спектральних складов, з'являються при відбитті від навколишніх СРО об'єктів вихідний сигнал попереднього підсилювача необхідно піддати обробці в частотному селекторі [47].

Для реалізації поставленого завдання частотної селекції необхідно побудувати систему, що дозволяє розділити вихідні сигнали фільтрів відповідно до номера кутового каналу приймання. Для цього необхідно використовувати п • 8 вузлів нагромадження, де п - кількість дискрет частотної обробки.

Використовуючи досвід, накопичений при розробці блоку БПФ можна визначити, що добротність фільтрів повинна бути невеликий, смуга за рівнем мінус 6 дб ( по напрузі) повинна становити не більш 10 %. Кількість дискрет приймемо рівним восьми, у такий спосіб можна визначити, що кількість вузлів нагромадження повинне бути рівно 64. Виходи фільтрів повинні мультиплексироваться відповідно до номера кутового каналу з відповідними їм блоками нагромадження. По тому ж коду комутації блок компараторів підключається до блоку нагромадження й робить дозвіл при перевищенні в даному накопичувачі граничного рівня сигналу. Входи мікроконтролера підключені до виходів компараторів. По сигналу комутації проводиться зчитування вибірки з відповідного кутового каналу. Наступна обробка даних проводиться в мікроконтролері.

Шумовий поріг компараторів заданий жорстко. Час усереднення вибірок рівно 51 мкс (період просторового сканування антеною системи), це визначається вибором постійної часу блоку нагромадження.

Функціональна схема аналогового блоку обробки, що реалізує алгоритм (рисунок 50) наведено на малюнку 69.



ГШФ1

Ппфп

**MUX1**

З1

**JC2**

=ї> БН

З64

Зовнішній інтерфейс

**ЗЕ**

ДО1

ДО2

БК

**MUX2**

MCU

ДО8 IE

ФКК

Рисунок 69нфункціональна схема аналогового варіанта блоку обробки даних

У даному блоці:

ПРД - передавальні антени;

ПРМ - прийомна антена;

ГУН - генератор, керований напругою;

МШУ - малошумящий підсилювач;

ВУ - відеопідсилювач;

ГШФ1.. .Ппфп - набір фільтрів;

MUX1 - мультиплексор запам'ятовування;

БН - конденсаторний блок нагромадження;

MUX2 - мультиплексор порівняння;

БК - блок компараторів;

MCU - мікроконтролер;

ФІСК - формувач коду комутації кутових каналів.

**3.2.2 Обмеження аналогового варіанта і їх можливий дозвіл**

Для оцінки працездатності аналогового варіанта блоку обробки даних був виготовлений і настроєний габаритний макет, призначений для роботи в нормальних умовах. Для алгоритмічної обробки даних застосована однокристальна микро-ЭВМ на базі мікроконтролера PIC16F877-201/P фірми Microchip® [69].

Стримуючим фактором використання аналогового варіанта побудови є необхідність у великій кількості конденсаторних накопичувачів, які непросто реалізувати в обмежених габаритах. Позитивний ефект при цьому може дати застосування SMD конденсаторів з термостабільної кераміки виробництва фірми Murata® або АТС®.

Дискретність дозволу по дальності, а отже, і точність можна підвищити за рахунок збільшення кількості накопичувачів до 16. При цьому змінити тип мікроконтролера на 16нбітний, більш сучасний і продуктивний, наприклад MC68HC16Y1, виробництва MOTOROLA SEMICONDUCTOR®.

**3.3 Алгоритм обробки результатів спектрального аналізу на прикладі повітряного носія**

Для проведення аналізу працездатності даної системи був розроблений алгоритм обробки дан, що дозволяє виконати повну перевірку роботи системи аж до робочого застосування. Алгоритм вторинної обробки універсальний як для аналогового, так і для цифрового варіанта [70].

Блок обробки даних, побудований за схемою з аналоговими частотно-розділовими фільтрами може забезпечити обробку, точність якої прямо буде залежати від обраного типу процедур фільтрації дискретних вибірок.

У діючому зразку в якості вузла обробки інформації застосований мікроконтролер PIC16F877-20 I/P фірми Microchip® з тактовою частотою 20 Мгц.

Пропонується для оцінки працездатності й можливості визначення дальності ввести наступне важливе твердження:

- *ніякий спостережуваний об'єкт не може перебувати на відстані менш 1 м від поверхні, що підстилає. Це твердження надає право розглядати будь-яка зміну в даних як відомості про положення об'єкта спостереження.*

Пояснимо основні положення роботи алгоритму за допомогою таблиць стану [71], у яких по рядках записана дальність, а по стовпцях номера кутових каналів. Дані про результат БПФ або дані з компараторів передаються в микро-эвм синхронизируемые з адресою кутового каналу. Запам'ятовування даних мікроконтролером починається з будь-якого номера каналу, побічно адресуючи запис у пам'яті за адресою каналу.

Нехай на початку спостереженні дані на вході мікроконтролера прийняли вид відповідно до таблиці 14.

Таблиця 14иматриця відгуків на початку спостереження

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **1** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |

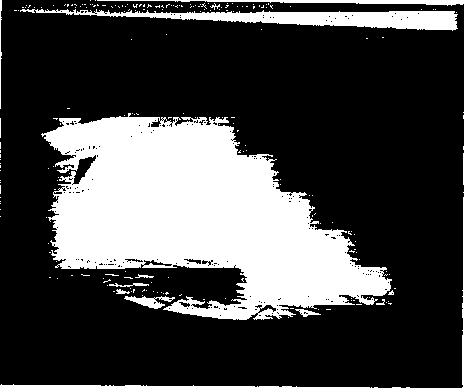
Якщо сигнал ВЗ до цього моменту поданий не був, значить в 3-м і 4-м кутових каналах спостерігається відгук від землі або перешкоди. Відгук від поверхні, що підстилає, є протяжним по частоті, що пояснює рисунок 70 де діаграма спрямованості антен умовно показана підсвіченим променем.

Рисунок 70 - Ілюстрація утвору протяжного відгуку від

поверхні, що підстилає

Що підстилає розділена на умовні квадрати, відповідні до дискретності виміру дальності.

Очевидно, що відгук від землі при її відносній «рівності» має безперервний спектр.

Тепер необхідно провести адаптацію до цього відгуку. Уведемо поняття "шаблону землі". Під шаблоном будемо розуміти область відгуків, суміжних з наявними.

Відомо, що хоча кутові канали 1ыый і 8оой по таблиці рознесені, але в реальній антені вони суміжні. Тому матриця з 8-й рядкової перетвориться в 100і рядкову (таблиця 15).

Таблиця 15 - Розширення таблиці з урахуванням суміжності каналів

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |  | |
| **4** |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  |  |  |  |

Для спрощення обробки ввели два віртуальні канали, нульовий і дев'ятий. Також вони й будуть розміщатися в ОЗУ контролера. Дані дев'ятого каналу скопійовані з першого, нульового - з восьмого.

Тепер сформуємо шаблон поверхні, що підстилає, на підставі твердження, зробленого раніше (таблиця 16).

Таблиця 16 - Шаблон поверхні, що підстилає

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  |  |  |  |

Нехай у наступному такті сканування простору (назвемо його черговим кадром) на вході контролера з'явилися дані, показані в таблиці 17.

Таблиця 17 - Чергова вибірка

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  |  |  |  |

Як бачимо, новий відгук потрапив у шаблон, що підстилає, отже, це, що змінився сигнал від поверхні, що підстилає.

На підставі цього відгуку знову формується шаблон, що підстилає (таблиця 18). Таблиця 18вновий шаблон поверхні, що підстилає

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  | > :. : . *■:..:■■* |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  |  |  |  |

Нехай наступним на вхід контролера зробив кадр, представлений на таблиці 19.

Таблиця 19нсигнал з відгуком поза шаблоном, що підстилає

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  | |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  |  | |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  | |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  | **■** | **■** |  |
| **4** |  |  | | |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  | |  |  | **'** |
| **6** |  |  |  |  |  | |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  | |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  | |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  | |  |  |  |

З'явився відгук, що не входить у шаблон землі попереднього кадра. Якщо при запиті сигналу ВЗ відповідь буде позитивною ( тобто включений режим виявлення об'єкта), те необхідно визначити відстань уводити, увести до ладу нього й видати дані про фіксацію об'єкта.

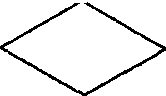
Якщо ВЗ не буде, то це буде означати, що спостерігається шумова флуктуація й у наступному кадрові вона буде подавлена новими даними. З моменту появи флуктуації включається процес інтегрування положення перешкоди з утвором шаблону непрозорості.

Додатково необхідно проводити аналіз на вплив пасивної перешкоди, про присутність якої говорить наявність сигналу в 4-х і більш кутових каналах одночасно. Даний алгоритм втілений у програму для мікроконтролера, програма наведена в додатку В. Алгоритм наведено на малюнку 71. У ньому ДО - дальність до об'єкта, ДГШ - дальність до поверхні, що підстилає.

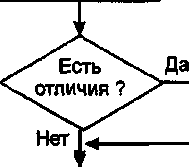
*Із* Включення *в*

Так

Є ВЗ?

Одержання вибірки

Порівняння із шаблоном



|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Розрахунок шаблону | |  |
| > | ' | |
| Розрахунок  дальності  допп | |  |
| **і** | ' | |

**1**

Немає

Розрахунок дальності до об'єкта

Видача даних ДО

Видача даних ДПП

**I**

Рисунок 71 - Алгоритм аналізу даних микро-эвм

Відпрацьовування параметрів алгоритму проходило на даху висотного будинку на робочім місці, зображеному на малюнку 72. СРО перебував на обертовому столі, установленому на валу крокового двигуна. На відстані 4 м від СРО перебувала стіна. На комп'ютері фіксувалися шаблони поверхні, що підстилає, розраховуються мікроконтролером. В площині, перпендикулярної малюнку, стіна має довжину близько 20 м. Шаблон, обчислений мікроконтролером мав вигляд (таблиця 20)

Таблиця 20лшаблон 1

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  |  |  |  |

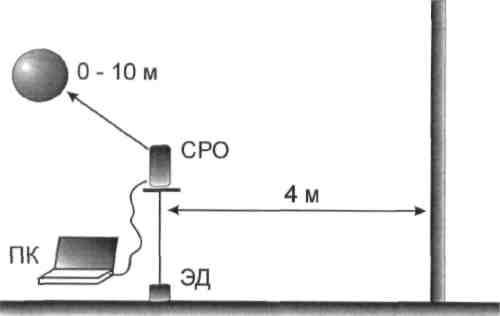


Рисунок 72 - Робоче місце натурного експерименту

Після включення ВЗ і кидання металізованого м'яча з ЭПР = 0,2 м2 відгук мав вигляд (Таблиця 21), що викликало видачу даних до м'яча в ДО.

Таблиця 21- Шаблон 2

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  |  | |  |  |  |
| **2** |  |  |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  | **,.** |  |  |  |
| **6** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **9** |  |  |  |  |  |  |  |  |

При обертанні СРО зі швидкістю 10 про/з харчування здійснювалося від 2-х акумуляторних батарей ( плюс 15 У и мінус 15 В ). Передача даних на ноутбук виконувалася по радіоканалу за допомогою трансивера СС2400 (CHIPCON). При цьому шаблон мав вигляд (Таблиця 22)

Таблиця 22лшаблон 3

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | **1** | **2** | **3** | **4 | 5** | | **б** | **7** | **8** |
| **0** |  |  |  | |  |  |  |  |
| **1** |  |  |  | |  |  |  |  |
| **2** |  |  |  | |  |  |  |  |
| **3** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **4** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **5** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **6** |  |  |  | **1** |  |  |  |  |
| **7** |  |  |  |  |  |  |  |  |
| **8** |  |  |  |  |  |  | **—-** |  |
| **9** |  |  |  | |  |  |

Видача даних ДО не відбувалася й при включеному ВЗ. При киданні м'яча в область між стіною й СРО відбувалася видача даних ДО при відстані між м'ячем і стіною більш 2 м.

*Експеримент підтверджує правильність розробленого алгоритму при роботі на швидкостях об'єкта відносно СРО до 30 м/с.* Подальші перевірки потрібно проводити за допомогою математичного моделювання радіолокаційної обстановки по методиках глави 1 без високочастотної частини СРО або в умовах реальної роботи. Докладно методика проведення й результати експерименту викладені в [47].

Висновки

Розроблена структурна схема обнаружителя дозволяє виконувати виявлення з необхідною ймовірністю. Реалізація класичного алгоритму виявлення при малому часі візування утруднена, тому запропонований алгоритм, що враховує параметри навчальної вибірки шумового сигналу потенціал, що й ефективно використовує, СРО. Контроль правильності результату виконується по сполученню результатів на галузях ЛЧМ і по повторюваності в період передачі даних у зовнішнє обладнання.

Застосування аналогового варіанта блоку спектральної обробки виправдане при використанні його в невеликому діапазоні температур і механічних впливів тому його можна рекомендувати до використання в недорогих обладнаннях.

Реалізація нелінійного алгоритму вторинної обробки на ПЛИС недоцільна, тому що вимагає значних апаратних витрат або застосування спеціальних ПЛИС (з можливістю побудови контролер -подібних структур). Алгоритм вторинної обробки повинен забезпечувати тимчасове й просторове розрізнення об'єктів поверхні, що й підстилає. Запропонований у даній роботі алгоритм, використовує в роботі роздільні дані кутових каналів, що утворюють розгорнення радіолокаційної картини по дальності й куту, що дозволяє одночасно вимірювати відстань і до поверхні, що підстилає, і до об'єктів спостереження, що не властиво відомим СРО [27].

Результати обробки даних, отриманих при моделюванні складного об'єкта спостереження показують, що спектр отриманого сигналу насичений побічними відгуками.

**4 ВИКОРИСТАННЯ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛІЗУ ДЛЯ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ДАНИХ СРО**

Методики, запропоновані в главі 1 і сучасні обчислювальні засоби, надають можливість провести моделювання радіосигналів, прийнятих СРО при спостереженні навколишнього простору.

**4.1 Моделювання робочої обстановки**

При проведенні моделювання на ЕОМ необхідно враховувати, що тимчасова дискретизація даних на вході цифрового блоку обробки радіолокаційних даних (БОРД) становить лише 64 крапки на кожну галузі ЛЧМ. Значення енергетичної дискретизації в розрахунках можна вважати відповідним безперервному в порівнянні з тимчасовий, тому що під неї приділяється блокова експонента, що відповідає 2-х байтному числу (65536 рівнів).

Проведемо моделювання робочої обстановки в наступних умовах:

напрямок руху **СРО** горизонтальне;

швидкість над поверхнею 100 м/с;

висота руху 7,5 м;

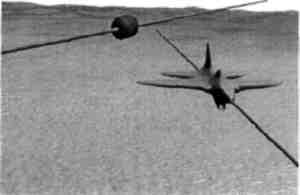
швидкість об'єкта спостереження мінус **400** м/с;

кут між траєкторіями 15 °;

відстань між траєкторіями 4 м;

об'єкт спостереження відповідає наведеному на малюнку 2.

У випадку, коли напрямок на об'єкт спостереження не збігається з напрямком на поверхню, що підстилає, або у випадку відсутності її в робочому **просторі** СРО виявлення після нагромадження достатнього потенціалу відбувається без особливих утруднень. Цікавий випадок (рисунок 73), коли напрямок на об'єкт поверхню, що й підстилає, збігаються.



Для моделювання процесу нагромадження потенціалу була написана програма для MATLAB, що забезпечує розрахунок відповідно до методик глави 1 (моделювання діаграми зворотного розсіювання) і глави 2 (розрахунок

енергетичного потенціалу). Рисунок 73 - Ілюстрація

взаємного, положення при  
 Моделювання проходить у три етапи [72]. спостереженні

**Етап 1.** Розрахунок траєкторії СРО й вектора діаграми спрямованості передавальної антени на підставі векторів напрямку руху СРО й об'єкта спостереження, ухвалюючи умовну нерухомість об'єкта спостереження.

**Етап 2.** Моделювання діаграми зворотного розсіювання об'єкта спостереження в п крапках траєкторії. Кількість крапок розраховується

фікс

п >

VT

**Р і**

де ЬфИКС - відстань, пройдена СРО, відповідне до наявності об'єкта в межах діаграми спрямованості антени (розраховується після першого проходу програми);

Vp - швидкість СРО щодо об'єкта спостереження; Ти — період випромінювання в даний кутовий канал (51,2 мкс).

У викладені вище умовах розрахована кількість крапок спостереження склала 220, для зручності розрахунку прийнято 256.

**Етап 3.** Моделювання ( за результатами етапу 2) нагромадження потенціалу при русі СРО.

З обліком ЭПР об'єкта спостереження в даному розрахунковому ракурсі розраховується сигнал, що надходить на вхід блоку обробки радіолокаційних даних. Сигнал зазнає обробці відповідно до алгоритму (рисунок 57) По закінченню послідовної процедури (рисунок 74 *а))* проводиться останнє порівняння з порогом і обчислюється проміжне рішення (рисунок 74 *б)).* У цьому рішенні виключаються всі непарні відгуки (рисунок 74 *в),* по ординаті одиниці умовні). Над малюнком 74 *а)* зазначений цикл послідовної процедури, на якім відбулася фіксація об'єкта спостереження й видача відстані уводити, увести до ладу нього.

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **I** | **I** | **і і** | **І** |
| **І** | **І** | **І І** | **і** |

**60**

**10**

**20 ЗО 40**

**Номер відліку, п**

а) спектр накопиченого сигналу;

б) проміжне рішення;

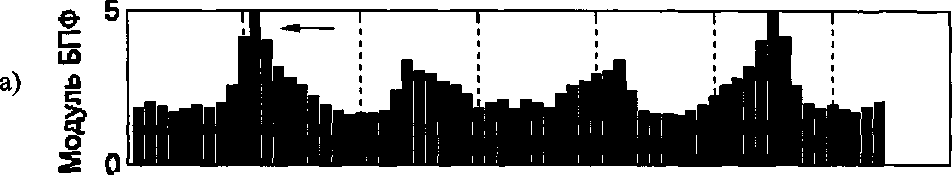
в) остаточне рішення.

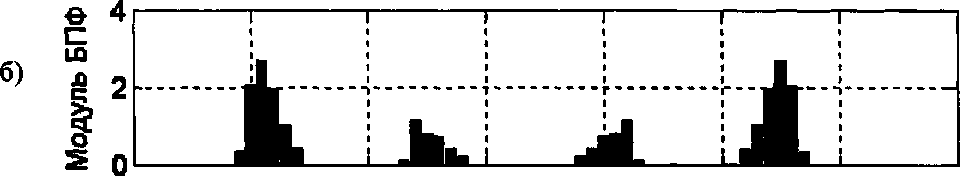
Рисунок 74 - Ілюстрація процесу ухвалення рішення при моделюванні роботи СРО

Стрілкою на малюнку 74а умовно показаний напрямок зсуву відгуку, отриманого від об'єкта спостереження, у процесі зближення. До цього кроку на діаграмі спостерігаються відгуки від поверхні, що підстилає (розташовані ближче до центру) і шуми. Передбачається, що перед подачею

**50**

**10**



в)

х10

**ПРО 10**

**х10"9**

**Накопичені дані**

**20 30 40 50**

**Номер відліку, п**

**Результат**

**20 30 40 50**

**Номер відліку, п**

**РішенняЦикл: 79**

**70**

**60**

**70**

сигналу зовнішнього запуску (ВЗ) СРО рухається по тій же траєкторії, шумові пороги встановлені по навчальній вибірці.

*Розроблена програма дозволяє проводити моделювання на відміну від наведеної в* [10] *у псевдоереальному часі.* Тобто спостереження за зміною потенціалу можна вести візуально. Програма візуалізації потенціалу в MATLAB працює зі швидкістю близько 1 з на одну крапку траєкторії (Athlon 2000ХР, 256 Мб, HDD 7600 про/м). Розрахунок по перших двом етапам моделювання зайняв 1 хвилину на крапку, тобто близько 4 годин, без обліку часу побудови моделі ( залежно від складності моделі від 0,5 до 3,0 годин).

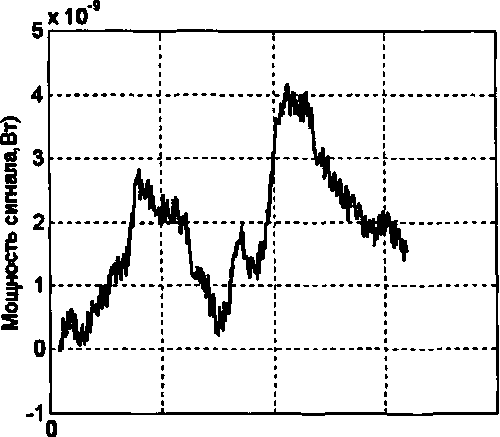
Обертаючи увагу на рисунок 74 *&)),* задамося питанням, чи всі спостережувані шуми визначаються значенням відносини сигнал/шум і дискретизацією. Чому фіксація об'єкта спостереження відбулася тільки через 79 циклів?

**40**

**10 20 30**

**Номер відліку, п\*10**

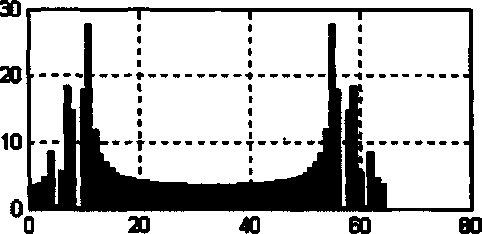
Рисунок 75 - Розподіл відстані

Проведемо оцінку щільності розподілу відстані для першого кроку послідовної процедури по наведених умовах спостереження. Для цього по фізичній моделі об'єкта спостереження й з урахуванням подстилающей поверхні проведемо розрахунок без використання БПФ і оцінимо стандартне відхилення шуму для першого кроку по алгоритму й без нього. На малюнку 75 а) наведений результат розрахунку без БПФ. СКВО шуму в цьому випадку склало 1,02 ' 10~13 Вт (мінус 130 дБ). Повторюючи той же досвід для першого кроку із БПФ, одержуємо СКВО, що відповідає мінус

115 дб. Звертаючись до [13] можна помітити, що для нагромадження такої різниці потенціалу необхідно близько 60 циклів, що приблизно й виявилося відповідним до нашого випадку. Таким чином, ***необхідно знайти*** *причину, що погіршує відношення сигнал/шум після обробки в блоці швидкого перетворення Фур'є.*

**4.2 Деякі особливості перетворення Фур'є**

Для розкладання функції часу в гармонійний ряд Фур'є, необхідно, у загальному випадку, мати вистава про поведінку функції на всім тимчасовому інтервалі, що не завжди можливо на практиці. Невелике порушення регулярності в однотональному сигналі викликає поява в спектрі маси малопотужних гармонік вищого порядку. Нарешті, у випадку, якщо в, що зазнає обробці сигналі присутні частоти, не кратні частоті дискретизації (наприклад, частота 6,5 Мгц при тактовій частоті 20 Мгц) спектр помітно збагачується вищими гармоніками.



**40 30 20 10 0**

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  | **1 !** | **ттт—** |
| **■4-** |  |  |

**60**

**40**

**20**

**80**

а) частоти 3, 6 і 9 МГц;

б) частоти 3,5; 6,5 і 9,5 МГц;

Рисунок 76 — Ілюстрація збагачення спектра

На малюнку 76 *а)* наведена спектрограма сигналу, що містить 3 частоти: 3, 6 і 9 Мгц. На малюнку 76 *б)* за тих самих умов, але частоти 3,5; 6,5 і 9,5 Мгц. Очевидно, що відношення сигнал/шум з дуже великого стало цілком кінцевим. Тимчасове вікно у випадку досліджуваної системи застосовується для сполучення розривів сигналу на границях обробки, ***застосувати віконне*** *перетворення для більш детального спостереження сигналу не представляється можливим через малу дискретизацію сигналу за часом* ***і обмеженої продуктивності обчислювача.***

Метод обробки прийнятого сигналу, що допускає швидку обробку даних, що й виявляє його локальні особливості з'явився порівняно недавно й публікацій по ньому в російській пресі вкрай мало. Метод одержав назву *вейвлет-преобразования.* Ідея його полягає у використанні в якості базисної функції не синусоїди, яка слабко локалізована за часом і гранично локалізована по частоті. На спектрі вона вироджується в пряму лінію з обмеженою потужністю. Протилежний приклад — імпульсна базисна функція. Вона гранично локалізована за часом і зовсім не локалізована по частоті. Вейвлеты (базисні функції вейвлетаперетворення) займають проміжне положення між імпульсною базисною функцією й синусоїдою. Уперше термін "вейвлет" застосував Морлетт. У перекладі wavelet означає "коротка хвиля", що в нашій літературі іноді переводиться як "сплеск" [73]. Вейвлеты характеризуються двома утворюючими функціями -, що деталізує - psi *(ф)* і апроксимуючої phi *(ф).* Функція (t) визначає часовий образ вейвлета, функція ¥(w) являє собою Фур'є, що обгинає, пСпектра. Тимчасова функція *\p(t)* породжує коефіцієнти, що деталізують.

Фільтрація необхідна також і для виключення ефекту "загортання" спектра з боку частот, що перевищують смугу обробки, тому що частотоазалежна АЧХ відеопідсилювача має не прямокутну форму.

**4.3 Фільтр із кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ) для придушення вищих гармонік сигналу**

Для придушення вищих гармонійних складових спектра, що з'являються при виконанні БПФ можна сконструювати КихлФільтр, що має придушення за смугою обробки не менш 10 дб/дек з найбільш простою структурою. При введенні КихьФільтра Блэкмана [65] 6гого порядку (рисунок 76а,)), можна забезпечити придушення внеполосных складових до

рівня мінус 10 дб(несучої). Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) фільтра наведено на малюнку 766).

**Яг (Direct Form FIR ■ Tapped delay line)**

**\***

**q>-4>**

**scd**

***OP***

**sco**

**гСі)**

**«s so**

**0 5**

**б)**

**I До**

**t>CO A**

**ч> о про**

a)

**8 ■«**

**о**

**яв**

g \*

**про s .00**

**■100**

**і j j і (. j. l.-.rhvm.J**

**r Ї *л* ( і г тт т-. —1—.-4—jy**

**I I > І І І -І I I**

**I I t \* « » » I I**

**J 1 1 1 І і І І І**

**15 Я 25 ЗО 35**

Частота, Мгц

Рисунок 76 - Функціональна схема й АЧХ КихьФільтра Блэкмана

При використання даного фільтра співвідношення потужностей сигналів із частотами 5,5 Мгц і 17,5 Мгц (яка попадає в спектр у вигляді частоти 2,5 Мгц), має вигляд (рисунок 77).

**ееоо**

**900-**

300

**\***

**з <D О.**

***А***

**200**

**100**

**Jl**

***л***

**40**

**30**

**20**

Номер відліку, п Рисунок 77 - Спектр сигналу при наявності фільтра.

При умовнім уведенні в сигнал білого шуму при співвідношенні сигнал/шум плюс 3 дб, спектр сигналу з використанням такого фільтра буде мати вигляд (рисунок 78).

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 500 | 1 | |  | |  |
|  |  | **p.** |  | |-| |  |
| 400 |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |
| 300 |  |  | Р ' -Л\_ |  |  |
|  |  |  |  |  |  |
| 200 |  |  |  |  |  |
|  |  |  | **. і.** |  | **j** |
| 100 | -Л-Jll | **ПпП- *г-*** | **j\_** |  | **П J** |
| П | ***Vі*** | **V** | -Vrpfkniv-- | |

**Є**

**їй**

**І н *л***

***Сі***

***л***

**&**

**о**

10 30 50

Номер відліку, п

Рисунок 78 - Спектр відфільтрованого сигналу при наявності шуму

Побудований фільтр не має можливості адаптирования до структури сигналу й повинен бути завжди настроєний на найгірше відношення сигнал/шум. ***У межах робочої смуги лінійна фільтрація не дає можливості усунути побічні явища БПФ.***

**4.4 Адаптивна фільтрація**

Розглянемо інший варіант фільтрації інформаційного сигналу. При розкладанні сигналу в ортогональному базисі вейвлетов породжуються коефіцієнти, що деталізують, відповідальні за точність вистави сигналу. Обмеження кількості й частки включення коефіцієнтів, що деталізують, на основі аналізу самого сигналу можна розглядати як підхід до адаптивної фільтрації. Для установки «штрафного» порога видалення шумів можна використовувати метод штрафного порога БиргесМассарта [73,76].

**4.4.1 Штрафний поріг**

Нехай є деякий сигнал, перекручений гауссовым шумом

**§1=si-hli)i=l...N,(63)**

де s - вихідний сигнал; п - гауссов шум;

4 - сума сигналу й шуму.

Виконаємо вейвлетзрозкладання цього сигналу

S = MU], <64)

де М [ ] - оператор вейвлетзрозкладання;

5 - результат розкладання, що полягає з високочастотної (ВЧ) Sh і  
 низькочастотної (НЧ) Si складових. ДО ВЧ складовій застосовується  
 гранична обробка для видалення шуму із застосуванням твердого порога

Sh=Th(Sh,TL)= де TL - штрафний поріг.

[Sh,|sh|>TL

0,|sh|<TL ' (65)

Th=f(Lo\_D, Hi\_D, а, а),

де [Lo\_D, Hi\_B] - структура вейвлет - розкладання;

а - стандартне відхилення шуму;

& - параметр настроювання штрафного порога.

Штрафний поріг БиргесМассарта є вирішальним правилом при  
 розрахунку входу коефіцієнтів, що деталізують, у вейвлетм  
декомпозицію відновленого сигналу. Основою для розрахунку порога є розрахунок  
 \* стандартного відхилення про коефіцієнтів, що деталізують, декомпозиції

діючого в системі шуму. При роботі з нерівномірним по спектру шумом необхідно враховувати нерівномірність у вигляді уточнюючого аппроксиматора (функції) або в явному векторному виді [76], розбиваючи область коефіцієнтів на поддиапазоны.

Значення TL перебуває в такий спосіб. Якщо деяке натуральне Чмин > до мінімізує критерій

**2**

**сг(я)=-Е(з(к))+2 2-я-\*+1ё£>**

**до=1**

(66)

**>%**

де з(к) - відсортовані по убуванню вейвлетфкоефіцієнти;

(67)

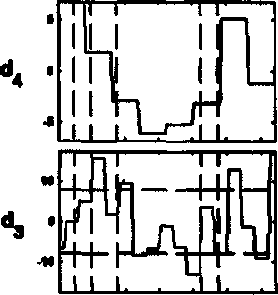
п - число коефіцієнтів розкладання, то значення порога

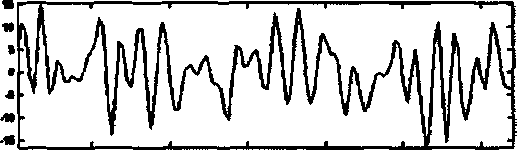
TL = |с (Чмин) |и таким чином, можна записати алгоритм роботи обладнання

(68)

[SSMfwlev,; Tl = Th([Sh,S,],a,a), де [Sh,S,]-структура розкладання; Wjypg - тип вейвлета; lev - рівень декомпозиції.

**4.4.2 Очищення сигналу**

Розглянемо, як реалізація сигналу, що попадає на вхід обладнання обробки (рисунок 79) зазнає адаптивної фільтрації.



**ПРО 10 20 30 40 50 60**

**І I *Г* ' I Г п '**

**I II. . .11. .**

Рисунок 79— Реалізація сигналу на вході обладнання обробки

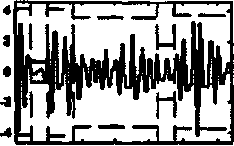


Рисунок 80 -

Що деталізують

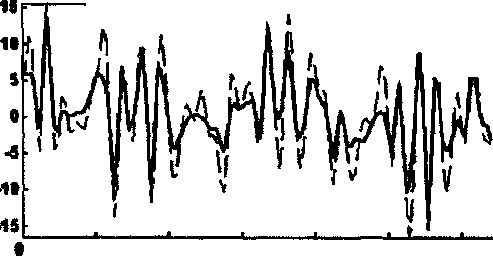
коефіцієнти

Розрахований адаптивний поріг ТІ застосовується до коефіцієнтів, що деталізують, визначаючи ступінь входу в очищений сигнал на підставі оцінки (66) (рисунок 80). Вертикальні лінії на малюнку 80 визначають області дії коригувального аппроксиматора, горизонтальні -

визначають масштаб коефіцієнта. Далі виконується зворотне перетворення й сигнал (рисунок 81) надходить на блок обчислення БПФ.

і ~~і~~

**— Вихідний  
 Очищений**

Вихідний **і «читаний сигнал**

**60**

**28 40**

**Номер отсчата, п**

Рисунок 81 - Вихідний і очищений сигнали

Розглядаючи спектр очищеного від шуму сигналу (на цих малюнках спектрограми відображають високі частоти по краях, менш високі — ближче до центру), можна візуально переконатися, відгуки стали більш виразні. Платою за поліпшення стало розширення спектральних складових (рисунок 82).

**25 20**

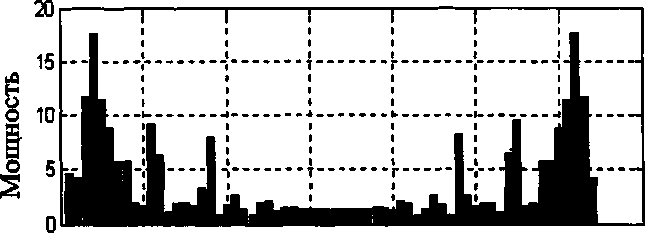
В- А-'1 ' *х* ' •§-- *->Ш*

ВШ І 'У ні1 *І* І ' в І 'II

**| ю Is**

0 10 20 30 40 50 Номер відліку, п

**60 70**



10

**0**

20 30 40 50 60 70 Номер відліку, п

Рисунок 82 - Спектрограми зашумленного й очищеного сигналів

Обчислення по алгоритму (68) проводилося вейвлетом Добеши 3 порядку на рівні декомпозиції 4. Значення параметра а прийняте [76] рівним 2.

Провести кількісну оцінку можна, відновлюючи сигнал з розкладання в ряд Фур'є в тимчасову область і обчислюючи СКВО відновлення. Для сигналів, не підданих фільтрації, СКВО відновленого сигналу досягає 17 %. Для очищених сигналів, порівняння яких проводилося з відфільтрованим оригіналом *— 9 %.* Розрахунки проводилися з різними типами вейвлетов (Симлета, Добеши, Коифлета й ін.).

Наявність у скейлинггфункцій моментів, рівних нулю, є досить корисним для ряду додатків. Койфлеты - вейвлеты, скейлинггфункцій яких мають згадану властивість. Моделювання за методикою п. 4.1 показало кращий результат 55 циклів, тобто відповідає підвищенню потенціалу на 2-3 дб.

Застосування кожного типу вейвлета характеризувалося різними значеннями помилки, отже, ***необхідно з'ясувати який вейвлет щонайкраще підходить для адаптивної фільтрації даного сигналу.***

**4.4.3 Вибір вейвлета**

У літературі [75-78] показане, що вейвлет, минимизирующий помилку відновлення сигналу, і є оптимальний для проведення оцінки тонких властивостей сигналу. Таким чином, ***критерій вибору вейвлета ямінімізація помилки відновлення при прийнятній довжині ряду.***

Основные вимоги до вейвлетной функції крім загальноприйнятих [75] це:

обидві функції ф и ц/ існують і мають компактний носій;

для апаратної реалізації повинен існувати алгоритм швидкого вейвлетаперетворення;

аналіз ортогональний.

. про

Нехай є одномірний сигнал sk і його пряме sk (69) і зворотне Rjk (70) перетворення [77]

si=Zsr1Ci-2k> (69)

**і**

**Ri=Ssr,(-i)icm-,-i+2l. (™)**

**і**

де Ск - коефіцієнти вейвлетзрозкладання;

caj

j - рівень декомпозиції сигналу рядом коефіцієнтів довжиною М. Цьому перетворенню відповідає алгоритм (піраміда) Маллата (рисунок 83)

**/**

**Lo\_D->42-\*сА2 ...  
Lo\_D-\*|2-\*cai \ cdj**

**/ "**

**s**

**\**

**Hi D-\*{2-\*cdi**

Рисунок 83 - Піраміда Маллата

**\**

Розкладання s у ряд вейвлетикоефіцієнтів може виконуватися (і наочніше всього представляється) як субполосное кодування з наступною децимацією (4<2). Угорі діаграми розташована низькочастотна галузі, унизу - високочастотна. Перетворення полягає в ітераційнім застосуванні фільтрації до низькочастотної субполосе. Існує так- називаний удосконалений алгоритм КойфманаеВикерхаузера, у якім субполосное перетворення застосовується також і до високочастотних складових. Взагалі, побудова дерева перетворення вейвлетов може бути значною мірою адаптоване відповідно до кінцевого додатка. В апаратних MPEG-4 видеокодеках ADV6xx побудова піраміди адаптована до особливостей сприйняття зображення людиною.

Найбільше просто система аналізу-синтезу виглядає в частотній області,

де спектр перетвореного на першому рівні сигналу виражається першим

кроком рекуррентной формули

(71) s1(jco)=C(ja>)s°(jo))\*K(j(o),

де Фур'єсСпектр коефіцієнтів розкладання C(jco) і Фур'єсСпектр дециматора K(jco) має вигляд

**М-1**

C(jco)=Scke-« MkkkKw>sl(jcd)=Xskme--; ' (72>

**k=0 m**

(73) ДО0ю)= ІкпєєІти,кп = (0,1,0,1...)-

(\*) - символ згортки.

Спектр компрессированного сигналу

s1(ja)) = 0,5(c(j(o)s0(JQ))-C(j(u)-7c))s0(j(co-7c))).

**(74)**

Відповідно до формули (74) можна будувати піраміду відновлення сигналу, що випереджається операцією (Т2). Відновлений сигнал

**вгццсц,. <75>**

**і**

і Фур'єсСпектр компрессированного сигналу

**»'o»)-z:\*"- (76)**

**п**

дозволяють перейти до Фур'єпСпектру відновленого сигналу. Sr(ja,) = 0,5(C(ja>)S<'(j(o)H(j<o)-C(j(co-n))s»(j(c0-n))H(ja>)). <77>

де Н (jco) - Фур'єсСпектр масштабирующих коефіцієнтів. Якщо умовою

ідеального відновлення прийняти наявність тільки « чистої затримки» поширення

**S»\*(j»)-S°(J«>)i(M"1>. (78)**

те ця умова дозволяє одержати коефіцієнти вейвлета, що забезпечує ідеальний стиск. Виходячи з (78), а так само зі співвідношення між C(ja>) і H(jco)

e-j(M-i)V (jft)) = Qe-V (ja))H\* (jw)H(jco))- (79)

0,5(-eM-1s°(j((D-)H\*(j(a)-7r))H(ja))).

Далі, компонуючи коефіцієнти,

s'Qco) H-(j((fl-it))H(j(0) (80)

s0(j(co-)) 2-rf(j<B)H(j(o) ' УсловМ ортогональности зрушень масштабованої функції

|H(ja))|2+|H(j(co-7c))|2=2. (81)

Виходячи з якого, вираження (80) можна переписати у вигляді

s°(jco) = H<(j((o-7C))H(ja)) (82)

s°(j(a>-\*)) ЬҐ(](о)-я))н(і( ш-я))\*

Можна записати вираження для вейвлета, що забезпечує

безпомилковий стиск

**s0(j(p) = H(j№)**

s°(j(a>-\*)) Н(3(оис))" (83)

З урахуванням умови ортогональности й зводячи у квадрат обидві частини вираження (83), одержимо умову для обчислення модуля функції Н( jco)

., год12 2|s°(jo))|2

**Н(И =~~|~~~~0/~~~~.~~ *~~J~~* ~~|0/~~~~.~~ ~~ч~~~~х, ааа~~- (84)**

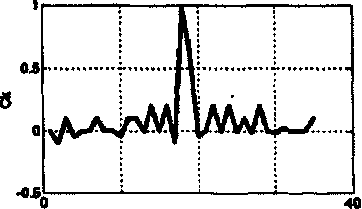
s°(ja>) + s°(j(g>-7C))

Умова на фазу шуканої функції вычислится зі співвідношення

arg |s° (j<o)| н-arg |s° (j (<d - я))| = (85)

=arg|h(jco)|+arglh(j(a)-7c))l.  
Далі береться ' 'обмежена 'вибірка коефіцієнтів

152



ряду Ск, достатня для того, щоб помилка відновлення була мінімальна  
 (у среднеквадратическом змісті).

Обчислені за даною методикою коефіцієнти мають вигляд (рисунок 84).

**10 20 30**

**Нммрегечтъп**

Рисунок 84 - Ілюстрація

Даний вейвлет забезпечує стандартне відхилення відновлення стисливого сигналу 2,5 %.

При використанні його при ряду коефіцієнтів вейвлета попередньої фільтрації *стандартне відхилення відновленого сигналу з Фур'єпСпектра склало 6,5 %, що менше, чим при застосуванні вейвлетов Добеши й інших.*

Алгоритм обробки має вигляд (рисунок 83).

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| (  / | Включення | | *)* | | | | |
| ' |  |
| *'* | | | | | |
| Одержання вибірки *I* | | ***1*** |  | |  | |
| 1 | | ***г*** |  |  | **!Г** | |  |
|  | Розрахунок [Sh, SI] | |  |  | Фільтрація | |  |
| **і** | | | |  | 1 | ' |  |
|  | Оцінка *про* коэфф. | |  |  | Відновлення | |  |
|  | **и** | |  |  | **І** | **г** |  |
|  | Розрахунок ТІ | |  |  | Алгоритм БПФ | |  |
|  |  | *\* |  |  |  | **1** |  |

Рисунок 83- Алгоритм вейвлетбобробки

Включення даного алгоритму до складу моделюючої програми блоку обробки дало наступні результати. Ухвалення рішення про наявність сигналу від об'єкта спостереження ухвалюється в середньому на 27—35 кроці процедури, що *відповідає* [13] *збільшенню потенціалу на (8 - 10) дБ.* Тобто, практично наближаючи його до теоретичного значення.

Відпрацьовування параметрів фільтрації, таких як штрафний поріг, параметр згладжування а, облік продуктивності обчислювача бажане провести за допомогою діючого зразка. На жаль, тимчасові рамки даного дослідження не дозволили на даний момент провести натурне відпрацьовування запропонованого алгоритму, що автор сподівається зробити в найближчім майбутньому.

Подальшим розвитком системи виявлення може стати придбання властивості розпізнавання об'єктів по деяких стійких відмітних ознаках. Саме на основі вейвлет перетворення, завдяки його унікальним властивостям описувати тонку структуру сигналів, дослідники [79] проводять вишукування в області розпізнавання радіозображень об'єктів.

**Висновки**

1 Розроблений алгоритм розрахунку й моделювання роботи системи  
 виявлення ( на відміну від описаної в [10]) дозволяє проводити  
 моделювання в псевдоереальному часі. При моделюванні з'ясоване, що  
 в складі блоку обробки повинне бути обладнання, що компенсує  
 недоліки швидкого перетворення Фур'є.

2 Розроблений алгоритм адаптивної фільтрації на основі оцінки  
 среднеквадратического відхилення коефіцієнтів, що деталізують, вейвлет  
- розкладання, що дозволяє з використанням стандартних сократить  
 скоротити вплив недоліків БПФ і підвищити потенціал на 2 — 3 дб.

3 Вейвлет, побудований за критерієм мінімізації помилки  
 відновлення сигналу, є найкращим з досліджених інструментів  
 фільтрації вхідного сигналу. При його використанні в роботі алгоритму  
 функціонування системи виявлення досягнуте підвищення потенціалу  
 на (8-10) дБ, що наближається до теоретично можливого.

**ВИСНОВОК**

проведена розробка структури й алгоритмів функціонування малогабаритної СРО.

досягнуті наступні результати.

Отримані спрощені співвідношення для розрахунку відбивних характеристик складних об'єктів застосовні при використанні для спостереження короткохвильової частини міліметрового діапазону, що дозволяють скоротити обсяг обчислень при збереженні прийнятної точності й розв'язні деякі протиріччя відомих співвідношень. Розроблена спеціальна програма для перетворення даних проектування тривимірної САПР у формат, зручний для обробки в MATLAB.

Запропонована структура приймально-передавального модуля, що містить сканирующую передавальну антену, що электрически перемикається, забезпечує максимально ефективне використання енергії передавача, високі показники скритності радіоканалу й взаємної електромагнітної сумісності. Дана побудова допускає просторове диференціювання об'єктів спостереження поверхні, що й підстилає, що не відомо в існуючих малогабаритних СРО.

Розроблена методика лінеаризації регулювальної характеристики СвчтГенератора, керованого напругою, для досягнення високої точності проведення вимірів.

Для досягнення необхідної ймовірності виявлення в умовах високих взаємних швидкостей запропонований алгоритм, що враховує параметри навчальної вибірки шумового сигналу потенціал, що й ефективно використовує, СРО. Контроль правильності результату виконується по сполученню результатів на галузях ЛЧМ і по повторюваності в період передачі даних у зовнішнє обладнання.

5 Запропонований алгоритм, що використовує в роботі роздільні дані  
 кутових каналів, що утворюють розгорнення радіолокаційної картини по

155

дальності й куту, що дозволяє одночасно вимірювати відстань до поверхні, що підстилає, і до об'єктів спостереження, що не властиво відомим СРО, а також відсівати паразитні відгуки.

Розроблений алгоритм розрахунку й моделювання роботи системи виявлення, який на відміну від відомого [10], дозволяє проводити моделювання в псевдоереальному часі.

Розроблений алгоритм адаптивної фільтрації вхідного сигналу, що надходить у блок спектрального аналізу, що дозволяє компенсувати втрати, обумовлені недоліками швидкого перетворення Фур'є й малою тимчасовою дискретністю сигналу.

8 Проведення моделювання роботи системи показало, що  
 запропоновані методи обробки даних дозволяють наблизити параметри  
 системи виявлення до теоретично досяжних.

9 Проведена велика кількість практичних робіт, пов'язаних з  
 розробкою обладнань міліметрового діапазону. При відсутності даних про  
 реально досяжні параметри даних обладнань в умовах впливу  
 твердих кліматичних факторів не можна було б розраховувати на  
 вірогідність розрахунків і викладень.

Таким чином, вирішене актуальне завдання розробки системи радіочастотного виявлення близького радіуса дії. Застосований математичний апарат, відомості про технічні рішення, високі технічні характеристики й багатофункціональність, на які орієнтувався автор при розробці, дозволять іншим дослідникам користуватися результатами роботи при малих доробках залежно від конкретного застосування системи. Тому можна укласти, що ціль досигнута.

**Б.2.3 Алгоритм обробки**

Час роботи одного променя 6,4 мкс, за цей час 3,2 мкс частота сигналу лінійно зростає на 480 Мгц, а потім 3,2мкс лінійно падає на 480 Мгц. Робота променя відновляється через 51,2 мкс. У програмі розглядаються інтервали наростання частоти (3,2 мкс) наступні через 51,2 мкс. Протягом 3,2 мкс беруться 64 вибірки з радіолокаційного відгуку від об'єкта й поверхні Землі в межах ДОР. Кожна вибірка представляє із себе суперпозицію сигналів від яскравих крапок, з яких набрані об'єкт і засвічена поверхня Землі, а також підмішується некоррелированный шум з нульовим матожиданием і заданою дисперсією. Після цього проводиться квантування, максимальний розмах, що вийшов у такий спосіб сигналу розбивається на 64 кванта. Квантованный сигнал, що полягає з 10 пачок по 64 відліку (тривалість пачки 3,2мкс, пачки випливають через 51,2 мкс), виводиться у файл для наступного моделювання в МАХ+.

**Б.2.4 Вихідні дані для обчислень:**

швидкість польоту СРО відносно Землі й висота польоту над її поверхнею;

відносна швидкість зближення СРО й об'єкта, траверсна відстань між ними або похила дальність;

електродинамічні властивості яскравих крапок;

число яскравих крапок, на яке розбивається об'єкт і його розмір;

параметри шуму;

параметри антен.

**Б.З Ілюстрація можливих помилок цифрової обробки і її реакцій на інформаційні й енергетичні шумові впливи**

**Б.3.1 Погрішності БПФ. Статика**

Розглянемо випадок відсутності відносного руху СРО й об'єкта, який задано однієї яскравою крапкою ефективною площею 0,2 м2. Шуми відсутні. Сигналу від землі немає. Найкраще положення об'єкта в діаграмі випромінювання СРО тобто кут нахилу прямої видимості об'єкта до вертикалі 30 ° при горизонтальному русі СРО. Точний добір похилої дальності для виконання умови R= п\*(10/64)=3,085 м. Спектр для даного випадку показаний на малюнку Б.5.

По горизонталі - відстань у метрах (якщо значення, відкладене по горизонталі помножити на 106, то одержимо різницеву частоту після змішувача), по вертикалі - значення коефіцієнтів розкладання сигналу на виході зі змішувача по кінцевому дискретному ряду Фур'є.

З малюнка видне, що розмивання спектра отсутствует і вся потужність відповідає дальності Rs=3,28 м. Точність шкали дальностей А = 10/64 отже А = 0,15. Цим пояснюється відмінність Rs від R на величину порядку А. Аналогічно можна пояснити зрушення постійної складової від нуля.

**Б.3.2 Розкид**

На малюнку Б.6 показаний спектр, відповідний до значення R = 3,00 м. Відмінність R від дискретної дальності Rs, відповідній до дискретної частоти кінцевого ряду Фур'є, становить величину рівну (0,5\*А) м. З малюнка видне, що спектр суттєво збагатився й значимі по величині складові відстоять від центральної на 0,5 м.

**Б.3.3 Вплив відносного руху об'єкта й СРО**

На малюнку Б.7 показаний спектр, відповідний до умов малюнка Б.5, але з урахуванням відносного руху. Швидкість зближення - Wr = 2000 м/с, що відповідає, **з** урахуванням ракурсів, зсуву 0,4 м. На мал. Б.3.3 мітка вказує на дальність, відповідну до суми дійсної частоти ( різницевої частоти відповідної до похилої дальності) плюс доплеровское зсув, що добре відповідає центру мас спектра на малюнку.

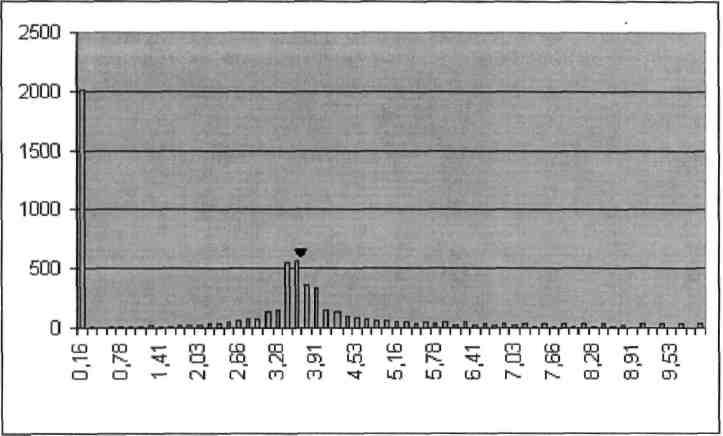


Рисунок Б.7- Ілюстрація впливу доплеровского зсуву

**Б.3.4 Вплив довжини об'єкта**

Опромінення нерухливого об'єкта без шумів усякої природи. Сигналу від Землі немає. Похила дальність до об'єкта - 3,13 м. Дальність підібрана так, щоб різницева частота збігалася з однієї з дискретних частот ряду Фур'є, для того, щоб уникнути появи ефекту Гиббса. Об'єкт представлено однієї яскравою крапкою ефективною площею 0,2 м . Найкраще положення об'єкта в діаграмі випромінювання СРО. Кут нахилу прямої видимості об'єкта до вертикалі 0°. Спектр відповідний описаним вище умовам показаний на малюнку Б.8.

Рисунок Б.8 - Спектр відгуку однієї яскравої крапки

На малюнку Б.9 зображений спектр сигналу від протяжного об'єкта за інших рівних умов. Поздовжня вісь об'єкта перпендикулярна прямій, що проходить через його геометричний центр і центр антени, що ухвалює, СРО. Центр мас об'єкта відповідає положенню яскравої крапки в попередньому розрахунку. Таке розташування об'єкта й антен СРО повинне привести до зсуву центру мас спектра убік більших дальностей, що виявляється з порівняння малюнків Б.8 і Б.9. Варіація відстані від об'єкта - 0,64 м, але з урахуванням форми діаграм спрямованості передавальної й випромінюючої антен (риложение Е) підсумковий зсув центру мас спектра значно менше.

Рисунок Б.9- Ілюстрація впливу довжини об'єкта. Вплив лінійних розмірів об'єкта збільшується при зменшенні відстані між ним і СРО. На малюнку Б. 10 показаний спектр відбитого сигналу, відповідний до відстані 1 метр між центром мас об'єкта й СРО (інші умови колишні). З малюнка видне, що відбулося істотне збагачення спектра. Значимі по величині складові спектра відстоять від центральної, в еквіваленті дальності, до одного метра. Різниця відстані від крайніх крапок об'єкта до СРО й відстані від центру мас об'єкта до СРО рівна 1,2 м. З порівняння малюнків Б.9 і Б. 10 природно укласти, що вплив лінійних розмірів об'єкта на спектр відбитого сигналу тем істотніше, чим менше відстань між об'єктом і СРО.

2500

Рисунок Б. 10 - Ілюстрація впливу довжини об'єкта

при відстані 1 м

**Б.4 Вплив шумів різної природи Б.4.1 Шум поверхні об'єкта**

Неідеальність поверхні й випадкові короткочасні варіації орієнтації об'єкта спостереження приводять до виникнення специфічного інформаційного шуму - шуму фаз у парціальних сигналах (сигналах від яскравих крапок) [10].

Розглянемо випадок відсутності відносного руху СРО й об'єкта, яке задано 64 яскравими крапками. Сигналу від землі немає. Найкраще положення об'єкта в діаграмі випромінювання СРО тобто кут нахилу прямої видимості центру мас оюъекта до вертикалі 30° при горизонтальному польоті СРО. Похила відстань до центру мас об'єкта - 3,085 м, траверсна відстань - 2,66 м. Спектр відбитого сигналу для даних умов показаний на малюнку Б. 11 і Б. 12. Рисунок Б. 11 відповідає відсутності фазових шумів, рисунок Б. 12 відбиває спектр при наявності **Вплив теплового шуму апаратури**

Розглянемо наступну модельну ситуацію. Опромінення нерухливого об'єкта. Точний добір похилої дальності для виконання кратності різницевої частоти й частоти дискретизації. Похила дальність до об'єкта - 3,28 м. Об'єкт представлено однієї яскравою крапкою ефективною площею 0,2 м . Найкраще положення об'єкта в діаграмі випромінювання СРО (кут нахилу прямої видимості об'єкта до вертикалі 30 °. Рисунок Б. 13 відображає спектр при відсутності шумів.

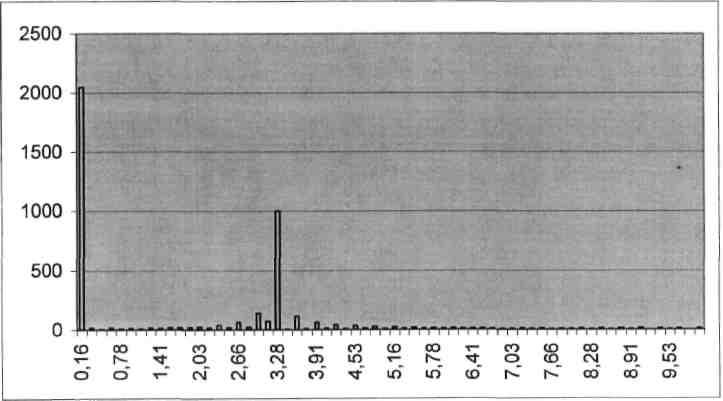


Рисунок Б. ІзкСпектр під час відсутності шумів

Далі приводяться спектри відбитого сигналу, що відповідають різним  
 відносинам сигнал/шум. Шум розподілений за нормальним законом з нульовим  
 математичним очікуванням, відношення сигнал/шум регулюється

за допомогою завдання дисперсії від максимального значення сигналу в дискретній реалізації. Відношення З/Ш обчислюється в смузі 10 Мгц, тривалість досліджуваного сигналу 3,2 мкс.