

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет  
(повна назва інституту/факультету)

Радіотехнічних пристроїв та систем  
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_

(підпис)

С. Я. Жук  
(ініціали, прізвище)

“ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

## Магістерська дисертація

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

за спеціалізацією Радіотехнічні інформаційні технології

(код і назва спеціальності)

на тему: Алгоритм селекції рухомих цілей в сучасних  
радіолокаційних засобах контролю повітряного простору

Виконав (-ла): студент (-ка) II курсу, групи РТ-381мг  
(шифр групи)

Юрковський Ярослав Миколайович  
(прізвище, ім'я, по батькові)

С. Я. Жук  
(підпис)

Науковий керівник

\_\_\_\_\_

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

\_\_\_\_\_

(підпис)

Консультант

ох. праці  
(назва розділу)

к.т.н., доц. Каштанов С.Ф.

(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

\_\_\_\_\_

(підпис)

Рецензент

\_\_\_\_\_

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

\_\_\_\_\_

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській  
дисертації немає запозичень з праць  
інших авторів без відповідних  
посилань.

Студент С. Я. Жук  
(підпис)

Київ – 2019 року

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут  
імені Ігоря Сікорського»

Факультет (інститут) Радіотехнічний факультет  
(повна назва)  
Кафедра Радіотехнічних пристроїв та систем  
(повна назва)  
Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною  
програмою  
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка  
спеціалізація Радіотехнічні інформаційні технології  
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри  
С.Я. Жук  
(підпис) (ініціали, прізвище)  
«\_\_» 20\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ**

на магістерську дисертацію студенту

Юрковському Ярославу Миколайовичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Алгоритм селекції рухомих цілей в сучасних радіолокаційних засобах контролю повітряного простору  
науковий керівник дисертації \_\_\_\_\_

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «\_\_» 20\_\_ р. № \_\_\_\_\_

2. Строк подання студентом дисертації \_\_\_\_\_

3. Об'єкт дослідження Боротьба з пасивними перешкодами роботі сучасних радіолокаційних систем

4. Предмет дослідження (вихідні дані для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) Цифрові системи придушення пасивних перешкод побудованих на основі селекції рухомих та нерухомих цілей

5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1. Виизначити проблеми

та задачі, які необхідно розв'язати при побудові сучасних РІС у зв'язку з появою нових малошвидкісних сегментних літальних апаратів. 2. Дослідити теоретичні підходи до побудови систем придушення пасивних перешкод. 3. Розглянути шляхи до удосконалення систем СРЦ у відповідності до вимог ефективності роботи сучасних РІС. 4. Сформулювати підходи до адаптації цифрових систем СРЦ та побудови засобів придушення ПП.

6. Орієнтовний перелік ілюстративного (графічного) матеріалу \_\_\_\_\_  
електронна презентація (не менше 15 слайдів) \_\_\_\_\_

7. Орієнтовний перелік публікацій одна публікація на конференції

8. Консультанти розділів дисертації\*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці	Каштанов С.Ф., к.т.н., доцент		

9. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка

Студент

(підпис)

Я.М. Юрковський  
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

(ініціали, прізвище)

\* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП.....</b>	<b>12</b>
<b>1. БОРОТЬБА З ПАСИВНИМИ ПЕРЕШКОДАМИ ТА ВИЯВЛЕННЯ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ .....</b>	<b>14</b>
1.1 Сучасні підходи до вирішення проблеми селекції рухомих цілей ...	14
1.2 Принципи боротьби з пасивними перешкодами в радіолокаційних системах .....	22
1.3 Дослідження існуючих систем СРЦ та придушення ПП .....	26
1.4 Метод приведення небілого шуму до білого .....	29
<b>2. ТЕОРЕТИЧНІ ПІДХОДИ ДО ПОБУДОВИ СИСТЕМ СРЦ В СУЧАСНИХ РЛС .....</b>	<b>32</b>
2.1 Цифрові системи СРЦ в РЛС .....	32
2.2 Синтез черезперіодного компенсатору першого та другого порядку .....	38
2.3 Показники ефективності роботи системи СРЦ та подавлення пасивних завад.....	53
<b>3. УДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМ СРЦ СУЧАСНИХ РЛС.....</b>	<b>58</b>
3.1 Підходи до розв'язання задачі з виявлення літальних апаратів з малою швидкістю руху .....	58
3.2 Розробка підходів до синтезу удосконаленої системи придушення пасивних завад.....	67
3.3 Розробка алгоритму адаптації цифрової системи СРЦ.....	71
<b>4. СТАРТАП-ПРОЕКТ .....</b>	<b>87</b>
4.1 Опис ідеї проекту.....	87

4.2	Технологічний аудит ідеї проекту.....	88
4.3	Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту .....	89
4.4	Розроблення ринкової стратегії проекту.....	93
4.5	Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	95
<b>5.</b>	<b>ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ</b> .....	<b>97</b>
5.1.	Визначення основних потенційно небезпечних та шкідливих виробничих чинників.....	97
5.2	Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії .....	97
5.2.1	Захист персоналу від негативного впливу електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону .....	98
5.2.2	Електробезпека.....	100
5.2.3	Розрахунок штучного освітлення на робочих місцях.....	103
5.2.4	Мікроклімат робочої зони .....	105
5.2.5	Технічні та організаційні рішення щодо організації робочих місць користувачів ПК .....	107
5.3	Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	108
5.3.1	Вимоги щодо організації ефективної роботи системи оповіщення персоналу при надзвичайних ситуаціях.....	109
5.3.2	Обов'язки та дії персоналу у разі виникнення надзвичайних ситуацій.....	111
5.3.3	Пожежна безпека.....	112
	<b>ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....</b>	<b>116</b>
	<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....</b>	<b>118</b>

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АП – активна перешкода;
- АХ – амплітудна характеристика;
- АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
- АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;
- БІХ – безкінечна імпульсна характеристика;
- ШПЧ – швидка перестройка частоти;
- ЧП – часова імпульсна послідовність;
- ВК – вагові коефіцієнти;
- ВПТ – вірогідність помилкової тривоги;
- ГВЧ – генератор високої частоти;
- ГТЧ – генератор тактової частоти;
- ДН – діаграма направленості;
- ДПФ – дискретне перетворення Фур'є;
- КІХ – кінцева імпульсна характеристика;
- КН – когерентний накопичувач;
- ЛА – літальний апарат;
- ЛЧМ – лінійна частотна модуляція;
- БДФ – багатоканальний доплерівський фільтр;
- МНК – метод найменших квадратів;
- ПП – пасивна перешкода;
- РЛІ – радіолокаційна інформація;
- РЛК – радіолокаційний канал;
- РЛС – радіолокаційна станція;
- РФ – режекторний фільтр;
- РХ – радіохвиля;
- СА – спектральний аналіз;
- СРЦ – селекція рухомих цілей;

СКП – середньоквадратична помилка;  
ППЧ – підсилювач проміжної частоти;  
ФД – фазовий детектор;  
ФМ – фазова маніпуляція;  
ФНЧ – фільтр нижніх частот;  
ФЧХ – фазово-частотна характеристика;  
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;  
ЦО – цифрова обробка;  
ЦФ – цифровий фільтр;  
ЧПК – черезперіодний компенсатор;  
ЧХ – частотна характеристика;  
ШПФ – швидке перетворення Фур'є.

## ВСТУП

Сьогодні відбувається бурхливий розвиток технологій безпілотних літальних апаратів (БПЛА). В процесі розвитку технологій стало очевидним, що більшість робіт можливо виконувати дистанційно більш ефективно. Тому виник надзвичайно великий попит на використання БПЛА.

Вже зараз за допомогою мобільних літальних апаратів виконують аналіз та моніторинг погодних умов, переправляють необхідні предмети з однієї точки в іншу, можуть здійснювати нагляд та контроль за значними наземними проектами і процесами, здійснюють охорону та візуальний огляд об'єктів, будинків, важливих транспортних шляхів, можливий контроль на стеження за певним вибраним об'єктом абсолютно автономно, також велику популярність мобільні апарати набули в розважальній сфері, а особливо значну роль вони займають в воєнній галузі. Ціль ураження БПЛА стають військові склади боєприпасів, паливно-мастильних матеріалів, в листопаді 2019 року від БПЛА постраждав нафто-переробний завод в Саудівській Аравії, сучасні безпілотні літальні апарати є ефективним засобом повітряної розвідки та спостереження за пересуванням сил та засобів збройних сил конфліктуючих держав. Зазначені БПЛА застосовують ефективну тактику нападу маскуючи свої дії серед нерухомих об'єктів на місцевості, відбиті сигнали від яких маскують сигнали від повітряних цілей та суттєво знижують ефективність радіолокаційних систем протиповітряної оборони. Саме тому надзвичайно гостро виникла проблема виявлення малошвидкісних літальних апаратів, оскільки старі системи контролю повітряного простору не забезпечували виявлення нових БПЛА.

В існуючих радіолокаційних станціях існує великий недолік, за допомогою їх неможливо визначити малошвидкісні безпілотні літальні апарати (дрони, квадрокоптери, аеростати, метеозонди), режекторні фільтри в системах селекції рухомих цілей просто не пропускають спектр частоти доплера від БПЛА, а якщо зменшити полосу режекції – то на індикаторі



оператора з'являться пасивні перешкоди (відбиті сигнали від оточуючих предметів: дерев, лісів, трави на пагорбах, морської поверхні, хмар і т. д.) і виявлення незначного сигналу від малої літаючої цілі буде неможливо, оскільки сигнал губиться в значних відбиттях від пасивних перешкод, навіть якщо якимось чином вдається виявити подібні об'єкти, то при зміні погодних умов – корисний сигнал від цілей відразу зникає. Отже, виникає необхідність створення нового методу виявлення рухомих та нерухомих цілей.

В роботі пропонується використання адаптивної системи селекції рухомих цілей. У цьому випадку можлива адаптація системи виявлення рухомих цілей за допомогою вже готової, налаштованої бази цифрових режекторних фільтрів, що дозволить виявляти малошвидкісні літальні апарати при різних погодних умовах, подавляючи при цьому сигнали від навколишніх пасивних перешкод. Тому дана тема магістерської дисертації є актуальною.

Під час написання магістерської дисертації було проведено дослідження теоретичних підходів до побудови систем подавлення пасивних завад роботі РЛС, під час якого було визначено, що найкращий шлях до удосконалення системи боротьби з пасивними перешкодами – це підвищити ефективність системи СРЦ та адаптувати її до роботи з різними типами пасивних перешкод; здійснено розробку цифрової системи СРЦ на базі цифрових режекторних фільтрів. Для цього був проведений порівняльний аналіз режекторних цифрових фільтрів Баттерворта, Чебишева I роду, Чебишева II роду, еліптичних для типових об'єктів формування пасивної перешкоди; за результатами аналізу визначено, що найбільш ефективний для системи СРЦ є еліптичний цифровий режекторний фільтр, та розраховані його коефіцієнти; на основі аналізу отриманих результатів створено алгоритм адаптації системи селекції рухомих цілей.

# 1. БОРОТЬБА З ПАСИВНИМИ ПЕРЕШКОДАМИ ТА ВИЯВЛЕННЯ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ

## 1.1 Сучасні підходи до вирішення проблеми селекції рухомих цілей

Важливою частиною сучасної радіолокаційної системи є система селекції рухомих цілей (СРЦ), основне завдання якої полягає в режекції пасивних завад від нерухомих або низькошвидкісних об'єктів і виділенні сигналів, відбитих від рухомих цілей (наприклад літаків, вертольотів, крилатих ракет).

Селекція рухомих цілей — спеціальний спосіб обробки радіолокаційної інформації, в результаті якого можна виділити сигнали від найважливіших цілей — рухомих. В системі СРЦ відбувається перетворення радіолокаційних сигналів із однієї форми в іншу з метою найкращого виявлення і оцінки параметрів сигналів отриманих від рухомих цілей. Отже, система СРЦ є головною частиною системи первинної обробки радіолокаційної інформації. Особливістю обробки сигналів в системі СРЦ є те, що при виявленні сигналів від рухомих цілей використовується інформація про доплерівське зміщення частоти, яке виникло за рахунок руху цілі відносно радіолокаційної станції.

Ефект Доплера — процес зміни частоти, і відповідно, довжини випромінюваної хвилі від об'єкту, який виникає за рахунок руху об'єкта відносно спостерігача чи навпаки, руху приймача відносно об'єкту. Причина цього ефекту полягає в тому, що при русі джерела випромінювання хвиль в напрямку спостерігача, кожний наступний гребінь хвилі утворюється з положення ближчого до спостерігача, чим гребінь попередньої хвилі. Таким чином, кожній наступній хвилі потрібно набагато менше часу, щоб пройти відстань до спостерігача, відносно попередньої хвилі. Як результат, час між приходом послідовних хвиль на спостерігача зменшується, а отже виникає збільшення частоти отриманої хвилі (рис. 1.1). На основі цього явища можна легко відрізнити рухомі та нерухомі об'єкти відносно спостерігача, знаючи

параметри зонduючого сигналу можна порівняти його з відбитим від цілі сигналом і чітко відрізнити рухомі цілі при зміні параметрів сигналу.

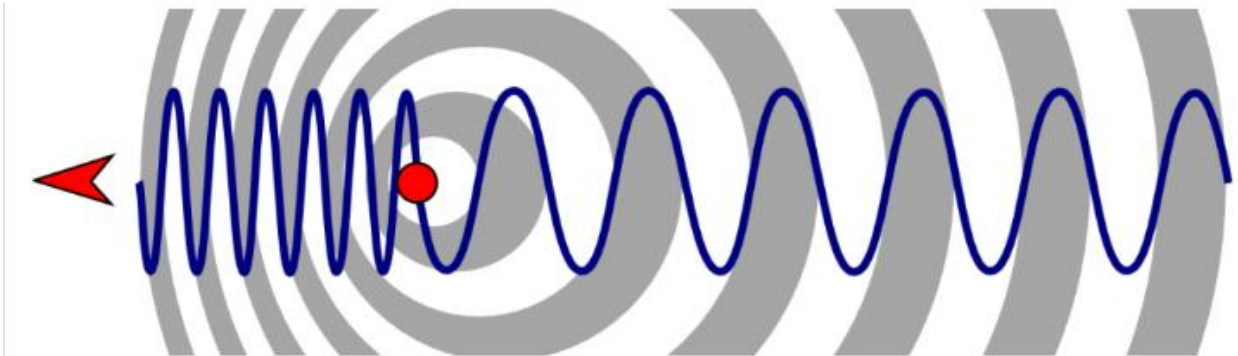


Рисунок 1.1 — Ефект Доплера

Тобто, доплерівські методи СРЦ засновані на відмінності доплерівських зсувів частоти відокремлюваного корисного сигналу цілі і пасивних перешкод, обумовленому відмінністю радіальних швидкостей цілі і відбивань від завад.

$$F_v = \frac{2v_r f_n}{c} = \frac{2v_r}{\lambda_n}, \quad (1.1)$$

де  $f_n$  і  $\lambda_n$  — відповідно частота і довжина хвилі випромінюваних РЛС коливань.

Для виділення доплерівського зсуву  $F_v$  частота прийнятого сигналу порівнюється з частотою випромінюваного. Найпростіше це зробити в РЛС безперервного випромінювання, в яких сигнал випромінювання існує і під час прийому відбитих сигналів. Однак, найкраще практичне застосування знаходять періодичні імпульсні зондувальні сигнали, які можуть забезпечити високу роздільну здатність і точність при вимірюванні дальності. Ефективна СДЦ може здійснюватися в імпульсних системах як при відсутності внутрішньоімпульсної модуляції несучої, так і при використанні частотної або фазової модуляції. Як буде показано далі, застосування періодичних сигналів в системах СДЦ призводить до появи сліпих швидкостей, тобто таких радіальних швидкостей цілі, при яких корисний сигнал від цілі подавлюється системою, як і відбиті сигнали від нерухомих об'єктів, і ціль не може бути виявлена. Для усунення сліпих швидкостей розроблені різні способи роботи і,

зокрема, вобуляція (зміна) частоти повторення випромінюваних імпульсів або робота на двох несучих частотах. В імпульсних РЛС високочастотні коливання випромінюються протягом тривалості зондуючого імпульсу  $\tau_{и}$ . Всю решту періоду повторення ( $T_{п} - \tau_{и}$ ) вони відсутні, і опорні коливання (когерентні з випромінюваними), необхідні для виявлення доплерівського збільшення частоти прийнятих імпульсів, створюються в системах СРЦ когерентним гетеродином. Такі системи називаються когерентно-імпульсними системами СДЦ з внутрішньої когерентністю. У системах СРЦ з зовнішньої когерентністю в якості опорних використовують високочастотні коливання сигналів, відбитих від нерухомих об'єктів, розташованих в межах елемента дозволу (дозволеного об'єму), в якому знаходиться і рухома ціль [1].

Операція по обробці сигналів в системі СРЦ доводиться виконувати при наявності в прийнятому ехо-сигналі потужних завадових сигналів відбитих від нерухомих місцевих предметів (гір, лісів, пагорбів, будівель, труб і т. п.), а також при низькошвидкісних гідрометеорів та організованих пасивних завад (ПП) — дипольних відбивачів (ДВ). Операції первинної обробки, пов'язані з придушенням указаних завад покладається на систему СРЦ. Система СРЦ є найбільш важливою складовою частиною всієї системи обробки радіолокаційної інформації, яка здійснює очистку приймального ехо-сигналу від заважаючих відбиттів від завад. Система СРЦ, подавляючи ці відбиття, створює сприятливі умови як для первинної, так і для подальшої вторинної обробки. Сигнали з виходу системи СРЦ піддаються подальшій обробці з метою вирішення задачі виявлення чи безпосередньо відображаються на екран індикатору (в цьому випадку рішення про виявлення цілі приймає оператор).

Два зображення індикатора кругового огляду показують роботу системи СРЦ (рис. 1.2). Зліва показана звичайна картинка з відеосигналами від нерухомих предметів, справа — індикатор з працюючою системою СРЦ. Зображення індикатора зроблено за п'ять обертів антени, в результаті чого

літаки відображені в вигляді послідовних п'яти відміток. Це зображення демонструє наскільки ефективним може бути використання системи СРЦ.

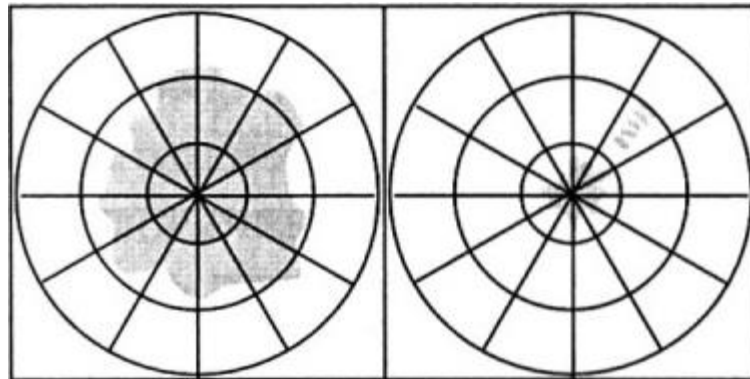


Рисунок 1.2 — Приклад роботи системи захисту від пасивних завад в РЛС з системою СРЦ

Когерентні РЛС з системою СРЦ в залежності від частоти повторення зондуючих імпульсів розрізняють: РЛС з низькою частотою повторення  $F_{\text{п}} < 50$  кГц; РЛС з високою частотою повторення  $F_{\text{п}} > 50$  кГц, останні також називають імпульсно-доплерівськими або квазінеперервними. Також існують РЛС з середньою частотою повторення  $5 \text{ кГц} < F_{\text{п}} < 50 \text{ кГц}$ . РЛС з низькою частотою повторення імпульсів (великою скважністю) мають великий інтервал однозначного вимірювання відстані і малим інтервалом однозначного вимірювання швидкості. Імпульсно-доплерівські РЛС, навпаки, дозволяють вимірювати відстань в великому діапазоні, але інтервал однозначного вимірювання відстані у них малий, відповідно, і число каналів відстані мале (5 - 10). РЛС з середньою частотою повторення імпульсів не забезпечують ні однозначного виміру швидкості, ні однозначного виміру дальності в необхідних діапазонах, проте спільне використання декількох близьких середніх частот повторення дозволяє розширити ці діапазони, що є ефективним методом. Слід взяти до уваги, що сучасні РЛС з системою селекції рухомих цілей можуть працювати по черзі з різними частотами повторення імпульсів.

Системи СДЦ з внутрішньої і зовнішньої когерентністю мають свої переваги і недоліки, що визначають області їх застосування. Побудова і ефективність систем СДЦ обох типів будуть розглянуті далі.

Спектр імпульсного сигналу, відбитого нерухомим точковим об'єктом, збігається зі спектром зондуючого імпульсу. Спектр імпульсного сигналу, відбитого від рухомого об'єкту (рис. 1.3), стискається при видаленні об'єкту або розтягується при його наближенні до РЛС, так як всі частоти спектру

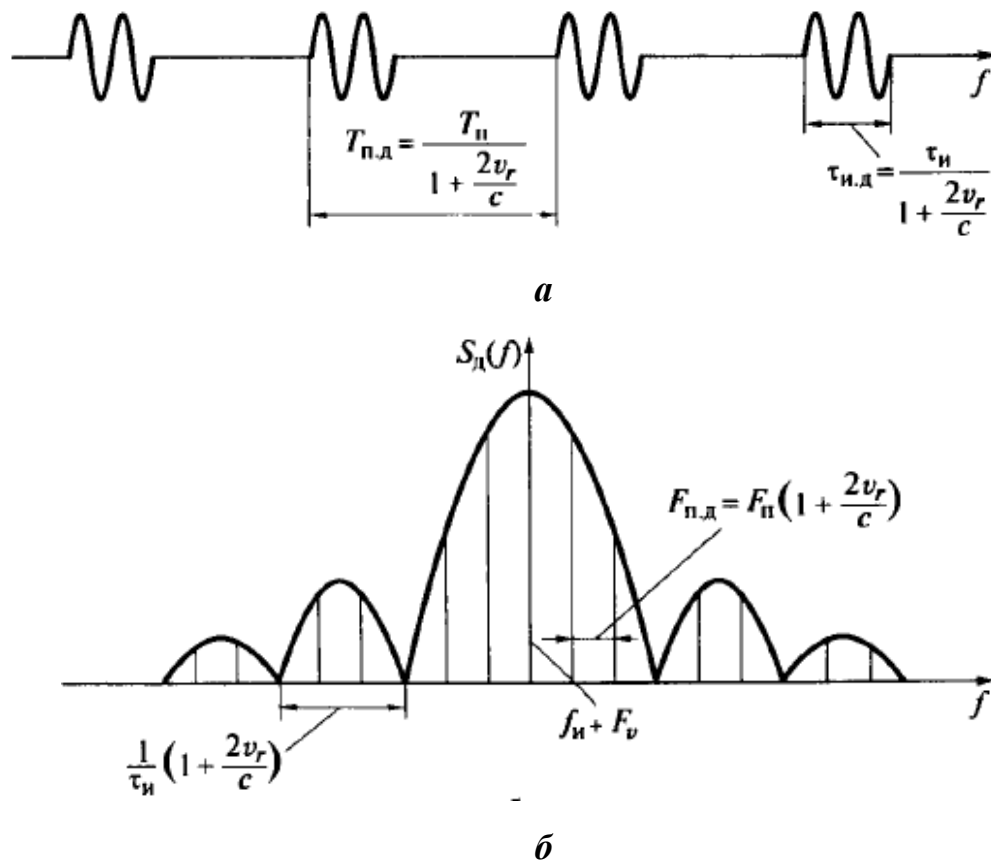


Рисунок 1.3 — Параметри сигналу в РЛС (а) і його спектр (б) при відбитті від рухомої цілі

імпульсу зміняться в  $(1 + 2v_r/c)$  разів. Це означає, що імпульси відбиті від рухомої цілі, мають несучу частоту  $f_{0д} = f_{и} \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right)$ , частоту повторення  $F_{п.д} = F_{п} \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right)$  і тривалість  $\tau_{и.д} = \tau_{и} / \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right)$ . Таким чином, для виділення сигналів рухомої цілі можна використовувати зміне будь-якого з цих параметрів.

Однак, практично можна реалізувати тільки зміщення центральної частоти, а точніше, зміна фази високочастотного заповнення імпульсів за період повторення  $T_{\text{п}}$ , так як через малість абсолютної зміни частоти повторення  $F_{\text{п}}$  або тривалості імпульсів  $\tau_{\text{п}}$  виявити їх важко.

Системи СРЦ з внутрішньою когерентністю розрізняються за способом формування когерентних опорних коливань під час прийому відбитих радіосигналів [2].

У РЛС, що мають передавальний пристрій з незалежним збудженням, високочастотні коливання генератора, що задає частоту та працює безперервно, використовуються в якості опорних безпосередньо, або після множення до частоти, на якій відбувається їх порівняння в когерентному детекторі (рис. 1.4) з частотою прийнятих коливань.

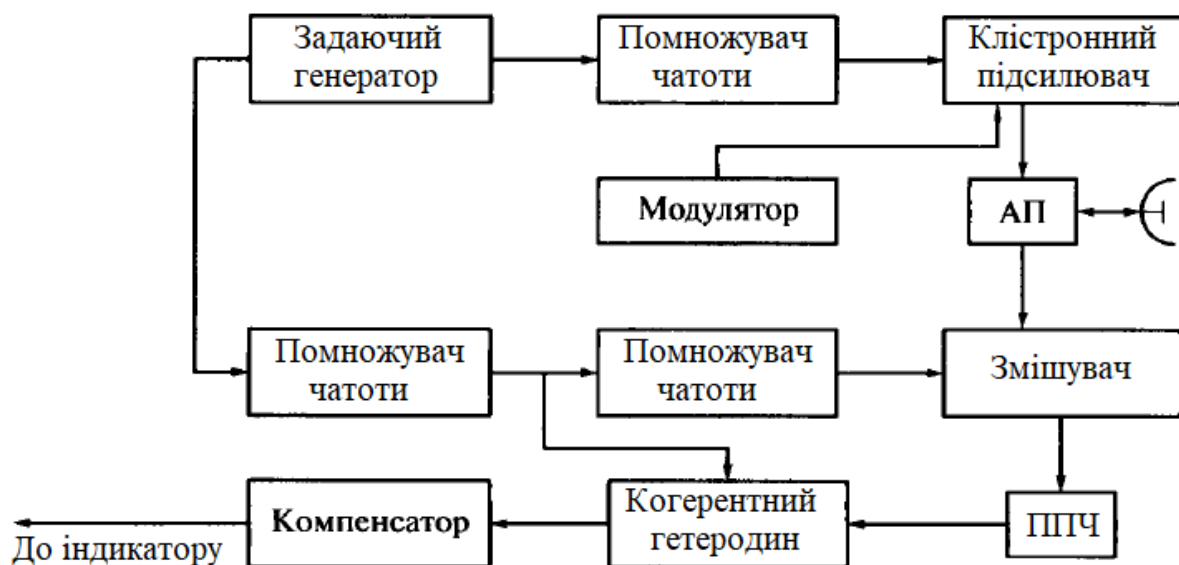


Рисунок 1.4 — Структурна схема когерентно-імпульсної РЛС з СРЦ з генератором коливань НВЧ з незалежним збудженням

При застосуванні в передавальному пристрої генератору з самозбудженням джерелом когерентних опорних коливань є спеціальний генератор - когерентний гетеродин, який фазується коливаннями генератора передавача протягом тривалості імпульсу  $\tau_{\text{п}}$ . Когерентний гетеродин працює на частоті порівняння, на якій відбувається виділення доплерівського зсуву. Найчастіше частотою порівняння є проміжна частота приймача  $f_{\text{п.ч}}$ . Така

схема (рис. 1.5) отримала широке поширення, тому на її роботі доцільно зупинитися докладніше.

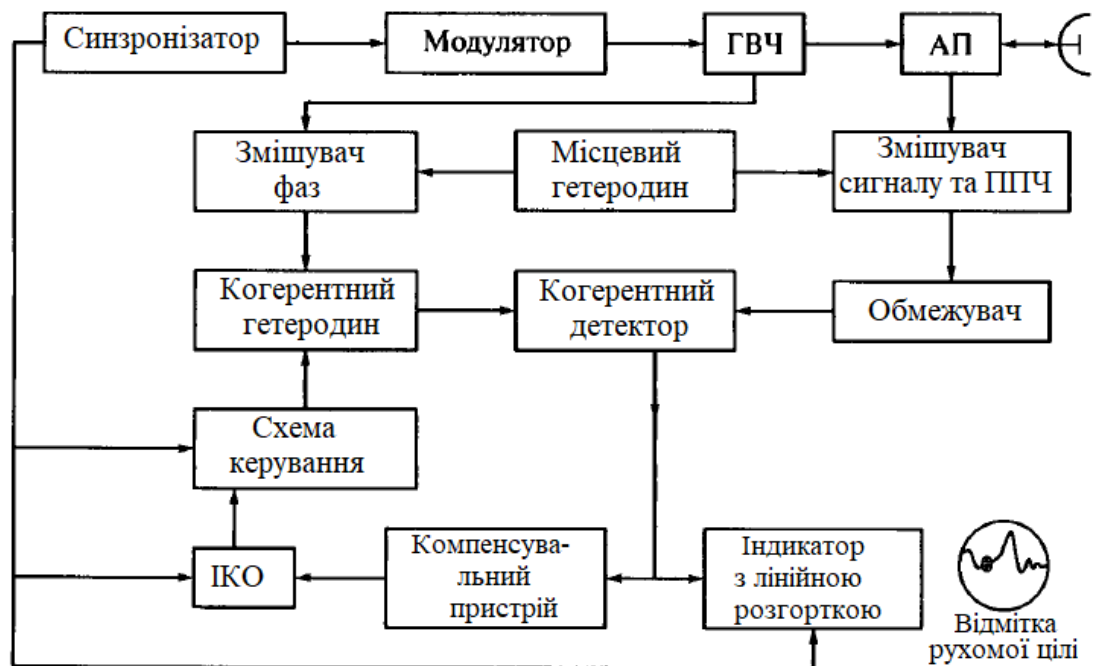


Рисунок 1.5 — Структурна схема когерентно-імпульсної РЛС з СРЦ з генератором коливань НВЧ з самозбудженням

В результаті змішування коливань відбитих сигналів з коливаннями місцевого стабільного гетеродину в змішувачі здійснюється перехід на проміжну частоту  $f_{п.ч.} = f_c - f_{м.г.}$ , на якій працює і когерентний гетеродин. Для фазування когерентного гетеродину частота коливань генератора високої частоти попередньо знижується за допомогою змішувача фазування до проміжної  $f_k = f_{п.ч.}$ . Напряга на виході когерентного гетеродину  $U_k(t) = U_k \cos(2\pi f_k t - \varphi_k)$ . Для поліпшення процесу фазування, коливання когерентного гетеродину перериваються схемою управління незадовго до чергового імпульсу генератора високої частоти і поновлюються після встановлення коливань генератору. Час роботи когерентного гетеродину в кожному періоді повторення повинно перевищувати  $\tau_{Dmax} = 2D_{max}/c$ , відповідне максимальній дальності роботи РЛС в режимі СРЦ.

Напряга когерентного гетеродину і відбитих сигналів детектується когерентним детектором. Обмежувач амплітуди сигналів перед детектуванням



стискає їх динамічний діапазон і усуває вплив модуляції амплітуди сигналів при обертанні діаграми направленості антени в процесі огляду, що покращує селекцію рухомої цілі.

У сучасних РЛС індикатори з лінійною розгорткою використовуються рідко, тому сигнали нерухомих об'єктів попередньо придушуються в спеціальному компенсуючому пристрої, і при ідеальному придушенні, на виході останнього залишаються тільки сигнали рухомих цілей, які далі відтворюються на екрані індикатору з модуляцією променя по яскравості (наприклад, ІКО) або піддаються подальшій обробці з метою вилучення необхідної інформації про цілі (дальність, швидкість і кутові координати).

Використання в системах СРЦ з зовнішньої когерентністю в якості опорних коливань відбитих сигналів нерухомих відбиваючих об'єктів, що знаходяться в тому ж дозволяючому елементі, що і рухома ціль, було б ідеальним рішенням завдання системи селекції рухомої цілі, особливо при наявності власної швидкості РЛС  $v_c$ . У системах з внутрішньої когерентністю  $v_c$  доводиться спеціально компенсувати відповідним зміщенням частоти когерентного гетеродину, а це не так просто реалізувати при зміні власної швидкості і напряму на об'єкт. З цієї причини системи СРЦ з зовнішньої когерентністю знайшли застосування в РЛС, що розташовуються на літаках і космічних апаратах, для виділення об'єктів, що рухаються по поверхні суші або моря .

Однак коливання, відбиті від безлічі нерухомих відбивачів (наприклад, від земної поверхні), званих фоновими, флюктуються по амплітуді, частоті і фазі, тому ефективність системи селекції рухомих цілей з зовнішньої когерентністю зазвичай нижче, ніж з внутрішньої. В результаті зміни сигналу рухомій цілі з відбиттями від фону, амплітуда імпульсів рухомої цілі на виході детектора буде змінюватися з доплерівською частотою, що і використовується для виділення рухомої цілі (точно так само, як і в системі з

внутрішньої когерентністю) безпосередньо на екрані індикатору з лінійною розгорткою або за допомогою компенсуючого пристрою.

Слід зауважити, що в системах СРЦ з зовнішньої когерентністю відсутність фону, тобто опорних коливань, може привести до втрати сигналу рухомої цілі, якщо не прийнято належних заходів, наприклад автоматичного відключення пристрою селекції рухомих цілей в таких ситуаціях.

## **1.2 Принципи боротьби з пасивними перешкодами в радіолокаційних системах**

Пасивні завади являють собою радіосигнали, відбиті від заважаючих об'єктів навколишнього простору при їх опроміненні зондуючими сигналами радіолокаційної станції. Вплив пасивних завад проявляється в подавленні і маскуванні сигналів, відбитих від цілі спостереження. Інтенсивність завад може суттєво перевищувати не тільки рівень власних шумів приймача, а навіть корисний сигнал відбитий від цілі, що суттєво ускладнює її радіолокаційне спостереження, а іноді робить його взагалі неможливим.

Методи боротьби з перешкодами засновані на відмінності характеристик сигналів, відбитих від цілі та сигналів відбитих від завад. Ці відмінності пов'язані з різною довжиною і положенням сигналів в просторі, швидкістю руху і особливостями властивостей відбивання.

Для поліпшення співвідношення сигналу і завади необхідно перш за все покращувати просторову вибірковість РЛС шляхом підвищення її роздільної здатності для наближення розміру роздільного елемента (допустимого об'єму або площі) до розміру цілі, тобто. необхідно звуженням діаграми направленості антени і розширенням спектра сигналу оптимізувати умови спостереження малорозмірних цілей на фоні перешкод. В загальній постановці при проектуванні РЛС вирішується задача вибору параметрів зондуючого сигналу і фільтра обробки відбитих сигналів в приймачі, які забезпечують найбільшу ймовірність виявлення цілі при заданих ймовірності помилкової

тривоги і відношення сигналу цілі до суми завад та шуму приймача. Вирішити цю задачу в загальному вигляді важко через велику кількість статистичних характеристик корисного сигналу і перешкод.

Якщо параметри зондуючого сигналу РЛС задані і в приймачі застосований узгоджений фільтр, то для оптимізації обробки сигналу при наявності пасивної перешкоди необхідно ввести другий фільтр, що подавляє частотні складові спектра перешкоди, які відрізняються від сигнальних на величину різниці їх доплерівських зсувів. Така фільтрація, називається селекцією рухомих цілей, яка є ефективним засобом поліпшення радіолокаційного спостереження і знаходить досить широке застосування в РЛС різного призначення. Методи і пристрої СРЦ будуть розглянуті далі, а тут ми коротко зупинимося на поляризаційній селекції сигналу і характеристиках приймального пристрою, що сприяють поліпшенню розрізнення сигналу на фоні пасивних перешкод [3].

Поляризаційна селекція заснована на відмінності поляризаційних характеристик цілі і заважаючих відбивачів. Розрізняють власну і нульову поляризації відбивача. При власній поляризації відбита хвиля має таку ж поляризацію, як і опромінююча, а при нульовій — відбита хвиля поляризована ортогонально опромінюючій. Так, для лінійного вібратора власною поляризацією є поляризація опромінюючої хвилі, паралельна осі вібратора, а поляризація хвилі, перпендикулярна осі вібратора, буде нульовою. Якщо поляризаційні характеристики цілі і перешкоджаючих відбивачів заздалегідь відомі, то поляризацію опромінюючої хвилі треба вибрати як можна ближче до власної для цілі та до нульової для заважаючих відбивачів.

Для подавлення заважаючих віддзеркалень гідрометеорів (дощу, хмар) при радіолокаційному спостереженні зосереджених об'єктів (наприклад, літаків) застосовується кругова поляризація, що є нульовою для крапель води у формі кулі, оскільки при відбитті від них напрямок обертання вектору поляризації змінюється на протилежний. У тумані, хмарах і дрібному дощі

форма крапельок близька до форми кулі і поляризаційна селекція досить ефективна. При збільшенні інтенсивності дощу краплі деформуються і ступінь подавлення відбиттів зменшується. Сигнали від об'єкту також частково подавлюються, але в меншій мірі, ніж сигнали гідрометеорів. Результуючий виграш у відношенні сигнал / перешкода, при переході від лінійної поляризації до кругової, в умовах дощу досягає 15 ... 18 дБ.

Складніше виникає ситуація при прийомі сигналів з довільною (еліптичної) поляризацією. В оптимальному приймачі в цьому випадку необхідно вимірювати різницю фаз між ортогонально поляризованими складовими, що технічно реалізувати досить складно. Некогерентні системи з поляризаційною селекцією, в яких визначається лише співвідношення амплітуд в каналах з ортогонально поляризацією, простіше когерентних, але їх ефективність менше.

Дослідження поляризації відбитих сигналів дозволяє отримати деяку інформацію про електричні характеристики і форму цілі. Якщо в РЛС передбачені незалежні канали передачі і прийому сигналів для ортогональних видів поляризації (наприклад, для горизонтальної та вертикальної), то можливо отримати інформацію в чотирьох режимах, для яких можуть бути виміряні амплітуда і фаза прийнятих коливань щодо опорних. При цьому визначаються складові поляризаційної матриці, що характеризує відбиваючі властивості цілі, що і використовується для поляризаційної селекції. Більш того, застосовуючи модуляцію випромінюваних сигналів по поляризації можна розширити можливості радіолокаційної селекції і розпізнавання певних об'єктів.

При проектуванні РЛС для поліпшення спостережливості мети на тлі пасивних перешкод необхідно передбачити також заходи зменшення впливу можливих перевантажень в приймальному тракті РЛС при прийомі сильних сигналів від заважаючих об'єктів. В цьому випадку використовують ті ж способи, які застосовуються для захисту від активних перешкод, а саме:

- застосування перехідної ланки з малою постійною часу, що сприяє видаленню з екрану індикатора суцільних засвічень, викликаних відбиттями від протяжних відбивачів (наприклад, від земної поверхні поблизу РЛС), і усуває перевантаження кінцевих каскадів приймача;
- використання логарифмічною амплітудною характеристикою приймача, стабілізуючою діюче значення флуктуацій заважають відбиттів, що покращує спостереження цілі на фоні дощових хмар;
- застосування швидкодіючого автоматичного регулювання підсилення (ШАРП) в приймачі, що усуває перевантаження приймача і суцільні засвічення на екрані, відповідних відбивань від заважаючих протяжних об'єктів;
- використання тимчасового автоматичного регулювання підсилення (ТАРП), що збільшує підсилення з наростанням дальності від мінімального значення відразу після випромінювання зондуючого сигналу до максимального на відстанях, близьких до максимальної. Це сприяє ослабленню заважаючих відбиттів від земної поверхні і місцевих предметів поблизу РЛС.

Спеціальним вибором параметрів зондуючого сигналу і характеристик антенної системи і приймача можна послабити вплив пасивних перешкод, однак для ефективного захисту від них у багатьох випадках необхідно застосовувати додатково методи селекції корисного сигналу і, зокрема, дуже ефективні доплерівські методи СДЦ [5].

Слід зауважити, що доплерівське зміщення частоти сигналів використовується в сучасній радіолокації не тільки для виділення сигналів рухомих цілей на тлі пасивних перешкод. Так, в РЛС з безперервним випромінюванням, доплерівський зсув частоти сигналів використовується для виявлення об'єктів і вимірювання їх швидкості, в РЛС з синтезом апертури — для отримання радіолокаційних зображень високої чіткості, в метеорологічних РЛС — для визначення швидкості вітру.

### 1.3 Дослідження існуючих систем СРЦ та придушення ПП

За способом забезпечення когерентності радіолокаційні станції з СРЦ розділяють на РЛС з зовнішньою та внутрішньою когерентністю. У РЛС з зовнішньою — когерентність обробки пачки імпульсів досягається завдяки спільній подачі на вхід радіолокаційного приймача сигналу рухомої цілі і сигналу відображення від навколишніх нерухомих об'єктів, в результаті на нелінійному елементі (детекторі) виділяється різницева частота Доплера в вигляді огинаючої імпульсів, відбитих рухомих об'єктом. При тимчасовій втраті відбитих сигналів від фону — пропадає і різницева частота, що вимагає запам'ятовування фази пасивної завади. Недоліком РЛС з зовнішньою когерентністю є розширення спектру пасивних завад на нелінійному елементі, що погіршує їх подальше подавлення.

РЛС з внутрішньою когерентністю діляться на Істинно – когерентні і псевдокогерентні. Істинно – когерентні РЛС випромінюють в простір когерентну послідовність радіоімпульсів, заповнення яких являє собою відрізки одного й того ж високочастотного сигналу, саме тому початкові фази всіх імпульсів однакові. Структурна схема істинно – когерентної РЛС з низькою частотою повторення імпульсів зображена на рис. 1.6.

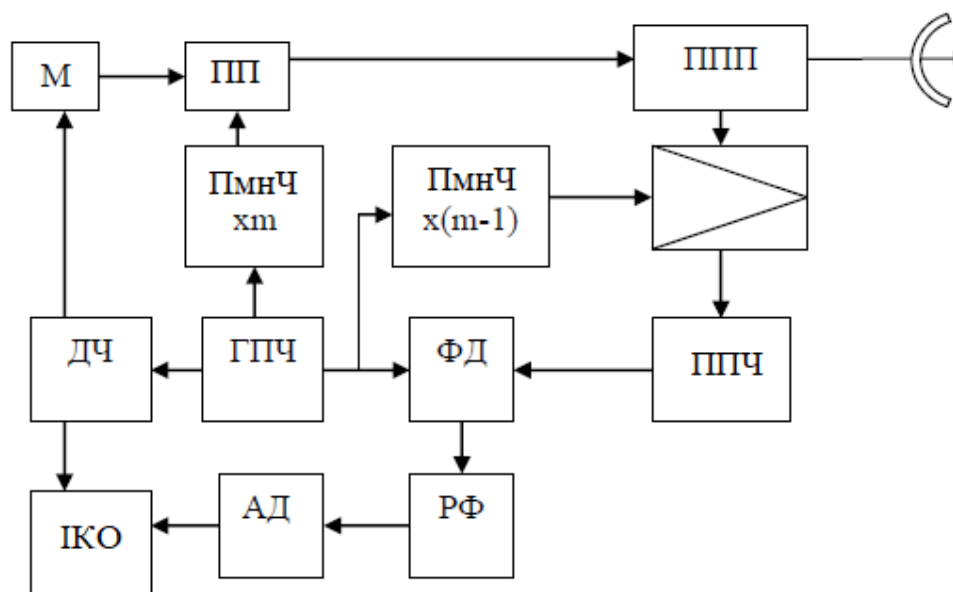


Рисунок 1.6 — Структурна схема істинно – когерентної РЛС

Когерентність зондуючих сигналів визначається стабільністю генератора проміжної частоти (ГПЧ). Його частота  $F_{\text{пр}}$  множитья помножувачем ПмнЧ в  $m$  разів і використовується в якості несучої хвилі. Підсилювач потужності (ПП) підсилює коливання несучої хвилі і за допомогою сигналів модулятора формує із нього послідовність імпульсів. Частота повторення імпульсів задається дільником частоти (ДЧ), пов'язаним з генератором проміжної частоти. Прийнятий сигнал через перемикач ППП подається на змішувач, на інший вхід якого прямує с помножувача частота  $F_{\text{пр}}(n - 1)$ . Виділений з ППЧ сигнал проміжної частоти переводиться на відеочастоту фазовим детектором (ФД). Спектр сигналу на виході фазового детектору зображений на рис.1.7,*a*. Заштриховані вершини належать сигналу від рухомої цілі [4].

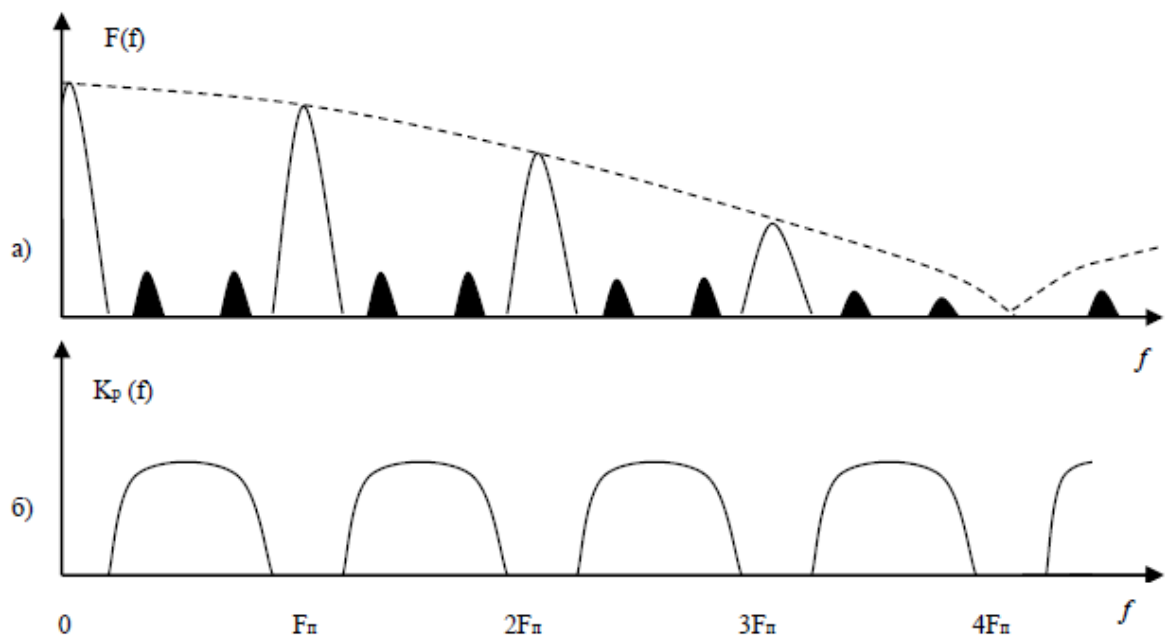


Рисунок 1.7, *a* — Спектр сигналу на виході фазового детектору;

*б* — АЧХ ідеального фільтру

Оптимальний фільтр системи СРЦ при невідомій частоті доплера стає багатоканальним по цій частоті, проте ціною деяких втрат в накопиченому відношенні сигнал - шум можна відмовитись від багатоканальності і перейти до некогерентного накопичення сигналу. При цьому сигнал після радіо фільтру (РФ) амплітудно детектується і всі залишки режекції некогерентно, по

потужності, накопичуються на інтеграторі або на екрані індикатору кругового огляду (ІКО). В даному випадку залишки режекції пасивної завади будуть впливати на виявлення сигналу від цілі, початково не співпадаючого з ним по частоті. Зменшити цей вплив можливо, але доведеться пожертвувати можливістю виявити ціль з доплерівськими частотами близькими до  $kF_{\Pi}$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, K$ . Оскільки, в області головних вершин спектральної густини завади потужність сигналу цілі значно менше потужності завади, при обмеженому розмірі пачки виділити сигнал в цій області просто неможливо. Тоді найкращим фільтром слід рахувати фільтр, який повністю вирізає головні вершини спектральної густини завади і тим самим зменшує потужність залишків режекції на виході фільтру, відповідно АЧХ такого фільтру зображено на рис. 1.7, б. В полосі пропускання АЧХ фільтру рівномірна, тому що всі доплерівські частоти рівноймовірні.

В РЛС псевдокогерентного типу, зображеного на рис. 1.8, послідовність імпульсів випромінюється в простір некогерентно, а когерентність обробки пачки забезпечується запам'ятовуванням початкових фаз зондуючих імпульсів на період їх повторення.

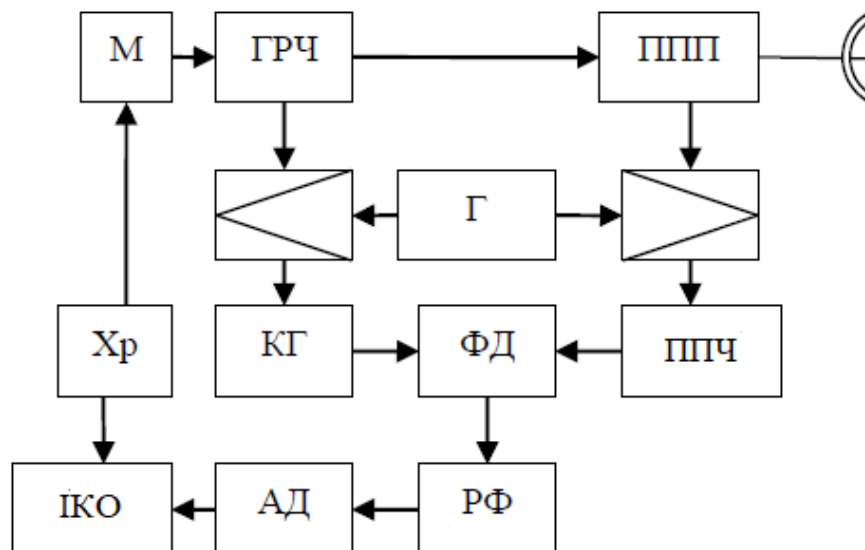


Рисунок 1.8 — Структурна схема псевдокогерентної РЛС

Потужні зондуючі імпульси формуються генератором радіочастот (ГРЧ). Їх частота повторення задається хронізатором, а тривалість задається



модулятором (М). Кожний імпульс від генератора радіочастот переноситься за допомогою гетеродину (Г) і змішувача на проміжну частоту і здійснює фазування когерентного гетеродину (КГ). В свою чергу, когерентний гетеродин зберігає, протягом періоду повторення імпульсів, передану частоту і фазу, тобто відбувається збереження протягом інтервалу приходу відбитих сигналів. Прийняті сигнали після генерації гетеродину і підсилення приходять на фазовий детектор, на виході якого виділяється відеосигнал, в якому присутній спектр з доплерівськими частотами. Режекція пасивної завади і накопичення сигналу відбувається як і в істинно-когерентних РЛС.

#### 1.4 Метод приведення небілого шуму до білого

Частотна характеристика оптимального фільтру забезпечує оптимальне виділення сигналу на фоні білого шуму — шуму, який має рівномірну спектральну густину в широкій смузі частот, зокрема в інтервалі періодичності  $[0, 2\pi/T]$ . Якщо шум небілий, то умова фільтрації потребує уточнення. Прикладами небілого шуму є пасивні завади, які на відміну від внутрішніх шумів приймача, корельовані і характеризуються нерівномірним спектром. Для визначення структури цифрового фільтру системи селекції рухомої цілі в випадку небілого шуму використовується, запропонований В.А. Котельниковим, метод приведення небілого шуму до білого.

В відповідності з цим методом, прийняту дискретну послідовність  $\dot{x}_n = \dot{s}_n + \dot{c}_n$  необхідно пропустити через лінійний (вирівнюючий) цифровий фільтр з частотною характеристикою  $\dot{H}_1(e^{i\omega t})$ , перетворюючий заваду  $\dot{c}_n$  з нерівномірним спектром  $C(\omega)$  в заваду  $\dot{c}'_n$  з рівномірним спектром:

$$C(\omega)H_1(\omega) = c_1 = const,$$

де  $H_1(\omega)$  — модуль  $\dot{H}_1(e^{i\omega t})$ , тобто  $H_1(\omega) = \sqrt{H_{1c}^2(\cdot) + H_{1s}^2(\cdot)}$ ;  $(\cdot) = (e^{i\omega t})$ ;  $c$  і  $s$  — індекси уявної і реальної компоненти.

На виході цього ЦФ створюється білий шум, тому достатньо ввімкнути звичайний узгоджений цифровий фільтр, який має ЧХ:

$$\dot{H}_2(e^{i\omega T}) = e^{-i\omega(N-1)T} [\dot{H}_1(e^{i\omega t}) \dot{S}_1(e^{i\omega t})],$$

Тоді характеристика шуканого ЦФ:

$$\begin{aligned} \dot{H}_1(e^{i\omega t}) &= \dot{H}_1(e^{i\omega t}) \dot{H}_2(e^{i\omega t}) = H_1^2(\omega) \dot{S}^*(e^{i\omega T}) e^{-i\omega(N-1)T} \\ &= \frac{c_1}{C(\omega)} \dot{S}^*(e^{i\omega T}) e^{-i\omega(N-1)T} \end{aligned}$$

Представлена формула демонструє, що для реалізації узгодженого фільтру необхідне каскадне з'єднання двох фільтрів. Один із них — фільтр когерентного накопичення  $\dot{S}^*(e^{i\omega T}) e^{-i\omega(N-1)T}$  — забезпечує звичайну оптимальну цифрову фільтрацію сигналу на фоні шуму, а другий  $c_1/C(\omega)$  — режекторний фільтр, який забезпечує подавлення завад [6].

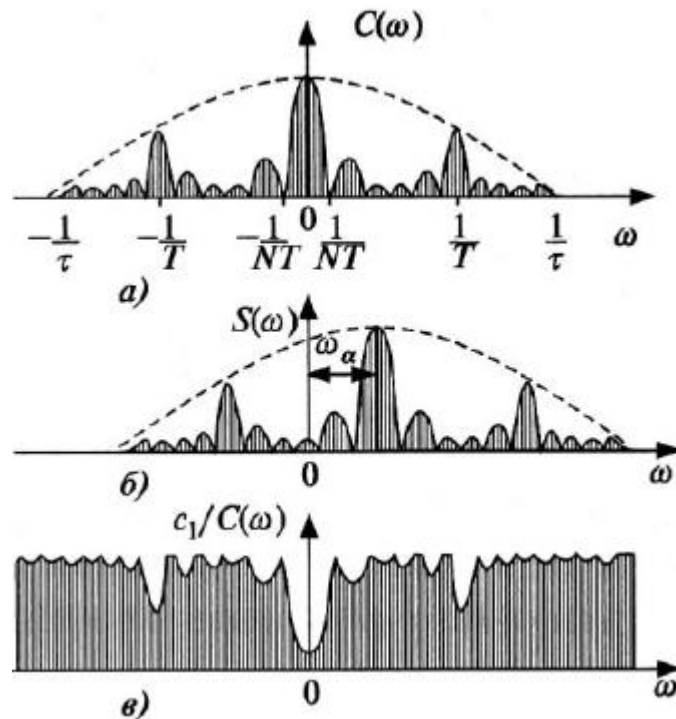


Рисунок 1.9 — Ілюстрація принципу обілення корельованих перешкод

На рис. 1.9, б,в зображені частотні характеристики накопичувального і режекторного гребінчатих цифрових фільтрів, які забезпечують виділення сигналу руху цілі з доплерівським зміщенням  $\omega_\alpha$  із суміші з пасивними

завадами від нерухомих місцевих предметів, спектр яких зображений на рис. 1.9,*a*.

В якості зондуючого сигналу використовується пачка  $N$  прямокутних імпульсів тривалістю  $\tau$  і періодом повторення  $T$ . Порядок включення накопичувального и режекторного ЦФ при їх каскадному з'єднанні може бути довільним.

## 2. ТЕОРЕТИЧНІ ПІДХОДИ ДО ПОБУДОВИ СИСТЕМ СРЦ В СУЧАСНИХ РЛС

### 2.1 Цифрові системи СРЦ в РЛС

Розглянемо когерентно-імпульсні системи СРЦ. Ці системи для розрізнення рухомих цілей від нерухомих використовують міжімпульсне порівняння доплерівського зсуву фази, спричиненого рухом цілі. В когерентно-імпульсній РЛС доплерівський зсув визначається як зміна фази двох сусідніх зондуючих сигналів. Очевидно, що для нерухомих або низькошвидкісних рухомих об'єктів фаза сигналу не змінюється, а тому вони можуть бути скомпенсовані методом черезперіодного відрахування.

Найпростіший пристрій СРЦ може бути побудований на основі черезперіодного відрахування сигналів, отриманих в двох сусідніх зондуючих сигналах для кожної точки дальності РЛС. Тому для реалізації найпростішого пристрою СРЦ необхідно знайти спосіб запам'ятовування, щоб здійснити порівняння сигналів в двох сусідніх зондуючих сигналах.

Більш складний пристрій являє собою послідовне з'єднання двох схем одноразової черезперіодної компенсації (рис. 2.1, а).

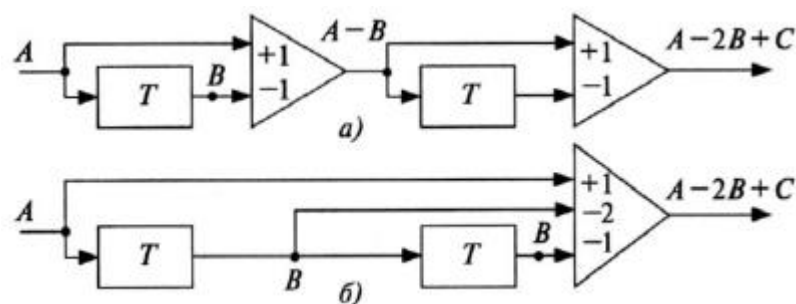


Рисунок 2.1 — Найпростіші пристрої СРЦ

Пристрій можна назвати трьохімпульсним, оскільки в ньому одночасно обробляються три зондуючих сигнали:  $A$  — поточне,  $B$  — затримане на один період і  $C$  — затримане на два періоди. Схема приладу СРЦ, зображена на рис.

2.1, *a*, еквівалентна схемі, представленої на рис. 2.1, *б*, де зондуючі сигнали *A*, *B* і *C* представлені в явному вигляді [8].

Після розгляду найпростіших пристроїв СРЦ стає зрозуміло, що основними елементами структурної схеми цифрової системи СРЦ є аналого-цифровий перетворювач (АЦП), запам'ятовуючий пристрій (ЗП) і арифметичний пристрій (АП), при цьому АЦП здійснює квантування ехо-сигналів окремих зондуючих сигналів по часу та рівню. Квантування по часу відповідно з теоремою відліків: дві вибірки за тривалістю імпульса, а квантування по рівню — в відповідності з необхідною якістю подавлення завад. Запам'ятовуючий пристрій реалізує елемент затримки на період  $T$  і може бути побудований в вигляді регістра зсуву або адресного пристрою пам'яті на мікросхемах, арифметичний пристрій реалізує потрібний алгоритм обробки ехо-сигналів трьох зондуючих сигналів в кожній точці дальності.

Сукупність пристроїв АЦП, ЗП, АП за суттю являє цифровий фільтр, здійснюючий режекцію сигналів від нерухомих об'єктів і виділення сигналів рухомих цілей. Ступінь фільтрації сигналів від нерухомих цілей (якість фільтрації) залежить від структури цифрового фільтру, яка повинна бути оптимальною.

Цифровий фільтр в вигляді каскадного з'єднання схем одноразової черезперіодної компенсації дозволяє суттєво розширити полосу режекції пасивних завад, фактично залишаючись оптимальним тільки для тих значень швидкостей цілі, при яких фаза відбитого сигналу змінюється на  $180^\circ$ , тобто цей фільтр настроєний тільки на оптимальні швидкості цілей. Забезпечити виявлення корисних сигналів в більш широкому діапазоні швидкостей цілі дозволяють багатократні когерентні накопичувачі, окремі канали яких налаштовуються на доплерівські частоти, які перекривають більш широкий діапазон швидкостей. Когерентні накопичувачі можуть або безпосередньо виконувати функції цифрового компенсатору СРЦ за рахунок подавлення сигналів в каналах, які відповідають нерухомим та низькошвидкісним

об'єктам, або вмикатись після компенсатора СРЦ з метою покращення ефективності виділення сигналів, В останньому випадку вдається виконати додаткову режекцію завад, а також зробити більш рівномірну швидкісну характеристику. Крім того, така обробка дає цифровій системі СРЦ ті переваги, які когерентна обробка має перед некогерентною. Канали когерентного накопичувача в системі СРЦ необхідні лише для більш якісного вирішення задачі СРЦ. Аналогічні міркування і супутні з них висновки також можна зробити відносно режекції активних завад.

Дискретні сигнали існують в дискретні моменти часу  $i$ , якщо вони квантуються по рівню, представляються послідовностями чисел, то являються цифровим сигналом. Цифрові системи обробки таких сигналів володіють рядом корисних якостей. Вони можуть бути реалізовані з більшою гнучкістю на універсальних електронно-обчислювальних машина або за допомогою цифрової апаратури. Систему обробки сигналів називають дискретною, якщо в ній існує квантування по часу, рівню, або тому і другому параметру одночасно. Для технічних цілей часто із неперервного (аналогового) сигналу  $x(t)$  через рівнозапізнюючі моменти часу  $t_n = nT$  беруть виборки  $x_1, x_2, \dots, x_n = x(nT)$  (рис. 2.2).

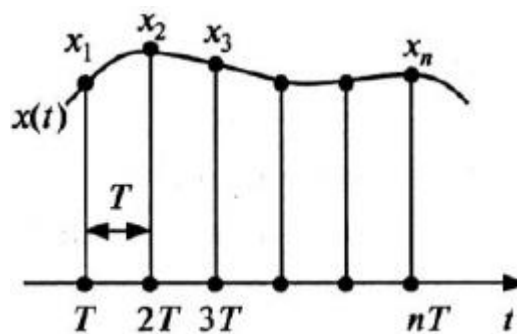


Рисунок 2.2 — Дискретизація сигналу

Сигнал  $x(t)$  замінюють послідовністю  $x_1, x_2, \dots, x_n$  і надалі працюють з нею. Відома теоремі відліків (теорема Котельникова) накладає на період квантування  $T$  умови, які роблять можливим таку заміну в процесі

дискретизації. Якщо вибіркові значення сигналу квантуються по рівню, то це цифрова система [7].

Важливою системою цифрової системи СРЦ є цифровий фільтр. Відповідно з термінологією первинної обробки, цифровий фільтр СРЦ можна визначити, як цифровий прилад, здійснюючий спільну алгоритмічну обробку ехо-сигналу окремих двох і більше зондуючих сигналів з метою подавлення заважаючих сигналів від пасивних завад і виділення сигналів від рухомих цілей. Завдяки ряду переваг цифровий фільтр, на сьогоднішній час, успішно конкурує з аналогами фільтрами. В перспективі, по мірі розвитку технології виготовлення великих інтегральних схем, а також мікропроцесорів, аналогово-цифрових перетворювачів, АЛУ та ЗУ, їх роль значно більше виросте. Особливості побудови цифрових фільтрів, в першу чергу, обумовлено дискретним часом. В дискретному часі такі відомі операції як диференціювання та інтегрування втрачають звичайний математичний і фізичний зміст. Розглянемо приклад найпростішої системи першого порядку (рис. 2.3).

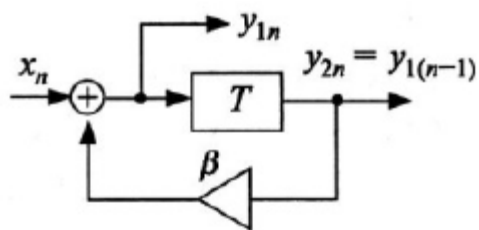


Рисунок 2.3 — Рециркулятор — експоненціальний накопичувач

В цій системі сигнал  $y_{2n}(t)$  являє собою сигнал  $y_{1n}(t)$ , затриманий на один інтервал  $T$  дискретизації. Система описується рівнянням

$$y_{1n} = x_n + \beta y_{1(n-1)},$$

звідки

$$y_{1(n-1)} = \frac{y_{1n}}{\beta} - \frac{x_{1n}}{\beta}.$$

Використовуючи ці два рівняння, запишемо

$$\beta \Delta y_{1(n-1)} + (1 - \beta) y_{1n} = x_n,$$

де  $\Delta$  — оператор перших різниць, який визначається наступним чином:  $\Delta y_{1n} = y_{1n} - y_{1(n-1)}$ . Останнє рівняння записане через значення  $y_{1n}$  і першу різницю  $\Delta y_{1n}$ , по формі аналогічно диференціальному рівнянню першого порядку. Більш складні системи описуються різницевиими рівняннями більш високого порядку.

Використовуючи введені поняття, запишемо різницеве рівняння  $r$ -го порядку, яке описує лінійну дискретну систему з постійними параметрами:

$$\sum_{i=0}^r a_i x_{n-i} = \sum_{i=0}^r b_i y_{n-i}.$$

Дане рівняння створено по аналогії з диференціальним рівнянням  $r$ -го порядку, яке описує неперервну лінійну систему с постійними параметрами.

В загальному випадку сигнал на виході цифрового фільтру є лінійною комбінацією відліків вхідного і вихідного сигналів. Із структурної схеми, побудованої по загальній формулі (рис. 2.4) можна отримати окремі структури нерекурсивного і рекурсивного фільтру.

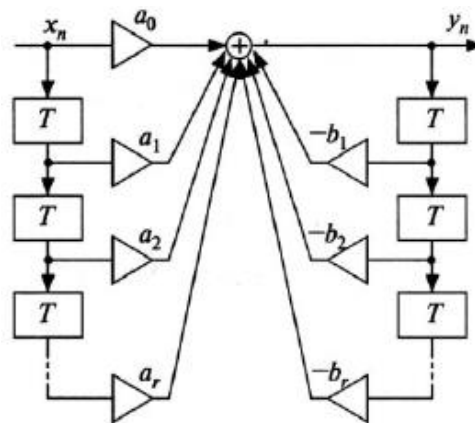


Рисунок 2.4 — Канонічна схема цифрового фільтру  $r$ -го порядку

Цифровий фільтр являє собою приладом (алгоритмом) перетворення вхідної послідовності  $x_n$  в вихідну  $y_n = \Phi(x_n)$ . Вид оператора  $\Phi(\cdot)$  залежить від властивостей конкретної системи. Цифровий фільтр достатньо часто описується імпульсною характеристикою (ІХ)  $h_n = h(n)$ , під яким розуміється відгук системи в довільний момент часу  $n$  на імпульс одиничної



амплітуди, яка діє в момент часу  $n = 0$  (рис. 2.5,а). Зв'язок виходу  $y_n$  з входом  $x_n$  з використанням поняття ІХ проілюстровано на рис. 2.4,б.

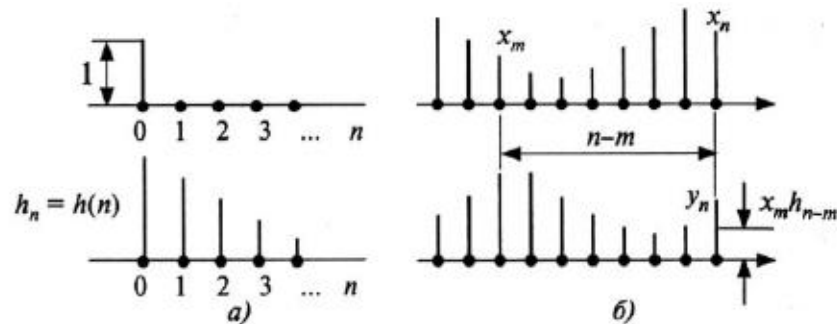


Рисунок 2.5 — Зв'язок виходу  $y_n$  з входом  $x_n$  з використанням поняття імпульсної характеристики

В лінійному цифровому фільтрі вхід и вихід пов'язані співвідношенням типу згортки

$$y_n = \sum_{m=-\infty}^n x_m h_{n-m},$$

де  $h_{n-m} = h(n - m)$  — відгук ЦФ на одиничний імпульс, який діє в момент часу  $m$  (рис. 2.5, б). Для систем, які реалізовані фізично, реакція не може наступити раніше дії, тобто  $h(n) = 0$  для  $n < 0$ . Враховуючи це, верхню межу в формулі можна замінити на  $+\infty$ .

Цифрові фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою, або КІХ-фільтри, отримали широке розповсюдження при побудові систем СРЦ. КІХ-фільтри реалізуються, як правило, по нерекурсивні схемі і володіють рядом позитивних переваг, обумовлених відсутністю зворотніх зв'язків [9].

Позначимо через  $\delta_n$  одиничний імпульс

$$\delta_n = \begin{cases} 1 & \text{для } n = 0; \\ 0 & \text{для } n \neq 0, \end{cases}$$

тоді по визначенню ІХ для нерекурсивного фільтру маємо

$$h_n = \sum_{i=0}^r a_i \delta_{n-i}$$

Запишемо рівняння для частотної характеристики нерекурсивного фільтру:

$$\dot{H}(e^{i\omega t}) = H_c(e^{i\omega t}) + jH_s(e^{i\omega t}).$$

## 2.2 Синтез черезперіодного компенсатору першого та другого порядку

Найбільш простим фільтром придушення пасивних перешкод є черезперіодний компенсатор (ЧПК), в якому здійснюється черезперіодне віднімання сигналу, тобто, з відбитих сигналів, що приймаються в поточний період повторення, віднімаються сигнали, затримані за допомогою лінії затримки (рис. 2.6) на час  $\tau_3 = T_{\Pi}$ . При відніманні сигнали від нерухомих

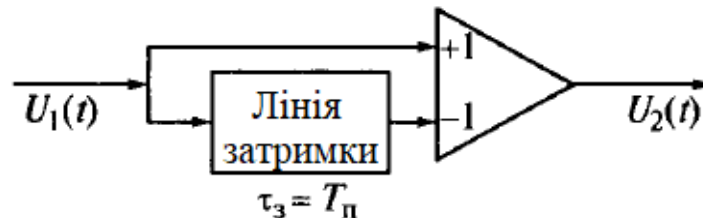


Рисунок 2.6 — Структурна схема ЧПК

об'єктів, амплітуда яких за період повторення не змінюється, компенсуються, а сигнали рухомих об'єктів, амплітуда яких змінюється з доплерівською частотою  $F_v$ , дають на виході компенсуючого пристрою різницю, величина якої визначається набігом фази за період повторення  $\Delta\varphi = 2\pi F_v T_{\Pi}$ .

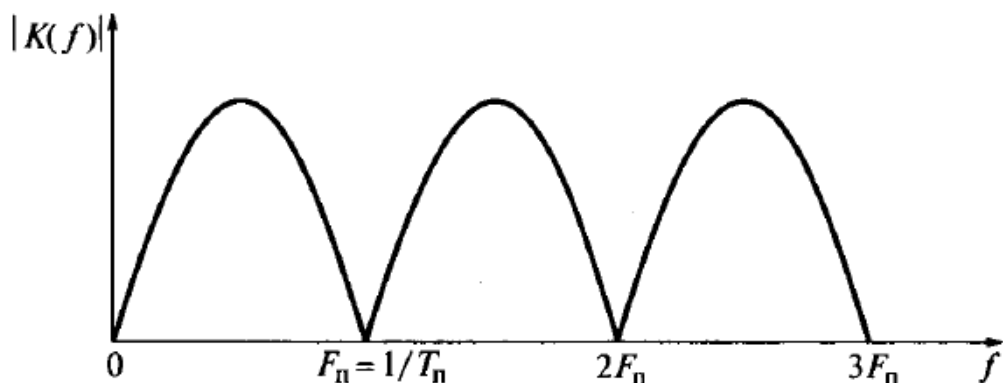


Рисунок 2.7 — АЧХ ЧПК

Неважко показати, що такий ЧПК являє собою гребінчастий фільтр подавлення. Дійсно, функцію передачі можна записати у вигляді  $K(f) = 1 - e^{-j2\pi f T_{\Pi}}$ . Помноживши і поділивши цей вираз на  $2e^{-j\pi f T_{\Pi}}$ , отримаємо

$$K(f) = 2e^{-j\pi f T_{\Pi}} \frac{e^{j\pi f T_{\Pi}} - e^{-j\pi f T_{\Pi}}}{2j} = 2je^{-j\pi f T_{\Pi}} \sin(\pi f T_{\Pi}).$$

Модуль функції передачі  $|K(f)|$  (рис. 2.9), який є амплітудно-частотною характеристикою фільтру подавлення, дорівнює

$$|K(f)| = 2|\sin \pi f T_{\Pi}|,$$

так як  $|je^{-j\pi f T_{\Pi}}| = 1$ .

Із формули видно, що  $|K(f)|$  перетворюється в нуль на частотах, кратних  $F_{\Pi} = 1 / T_{\Pi}$ . Таким чином, при періодичному сигналі заважаючі відбиття від нерухомих об'єктів будуть повністю подавлені, оскільки мають лінії спектру якраз на частотах  $nF_{\Pi}$ . Звідси також видно, що якщо сигнал рухомій цілі має доплерівське зміщення частоти  $F_v = 2v_r / \lambda_n = nF_{\Pi}$ , то він також подавлюється фільтром. Таким чином, швидкості цілей, рівні

$$v_{сл} = nF_{\Pi} \lambda_n / 2,$$

будуть «сліпими». При  $F_v = F_{\Pi}(2n + 1)/2$  умови спостереження рухомої цілі найбільш сприятливі, тобто радіальні швидкості цілі, рівні

$$v_{опт} = \frac{2n + 1}{4} F_{\Pi} \lambda_n,$$

є оптимальними.

Розглядаючи ефективність СРЦ слід звернути увагу на коефіцієнт подавлення завади

$$K_{\Pi} = \frac{\int_0^{\infty} g_{\Pi}(f) df}{\int_0^{\infty} g_{\Pi}(f) |K(f)|^2 df},$$

який зростає в разі черезперіодної компенсації при концентрації спектральної густини потужності перешкоди  $g_{\Pi}(f)$  поблизу частот  $nF_{\Pi}$ .

При нерухомому об'єкті і нескінченній періодичній послідовності спектр має вигляд  $\delta$ -функції на частотах  $nF_{\Pi}$ , тобто. там, де  $|K(f)| = 0$ . У цьому

випадку  $K_{\Pi} \rightarrow \infty$  і перешкода повністю пригнічується. У разі радіолокаційного виявлення в процесі огляду приймаються пачки із  $N_{\text{пач}}$  імпульсів. При цьому лінії спектру розпливаються і повного подавлення відбитих сигналів від нерухомих об'єктів ЧПК не забезпечує. Для кращого узгодження ширини провалів АЧХ фільтру подавлення із спектром перешкоди використовують схему двократного віднімання. При включенні послідовно двох схем ЧПК (рис. 2.8, а) результуюча АЧХ знаходиться за наступною формулою:

$$|K_2(f)| = |K_2(f)|^2 = 4 \sin^2 \pi f T_{\Pi} = 2(1 - \cos 2\pi f T_{\Pi}).$$

Таким чином, провали АЧХ (рис. 2.8, в) поблизу частот  $nF_{\Pi}$  розширюються, що забезпечує краще подавлення перешкоди з широкими гребенями спектру. Схема двократної ЧПК може бути представлена інакше (рис. 2.8, б). Дійсно з (рис. 6.4, а) випливає:

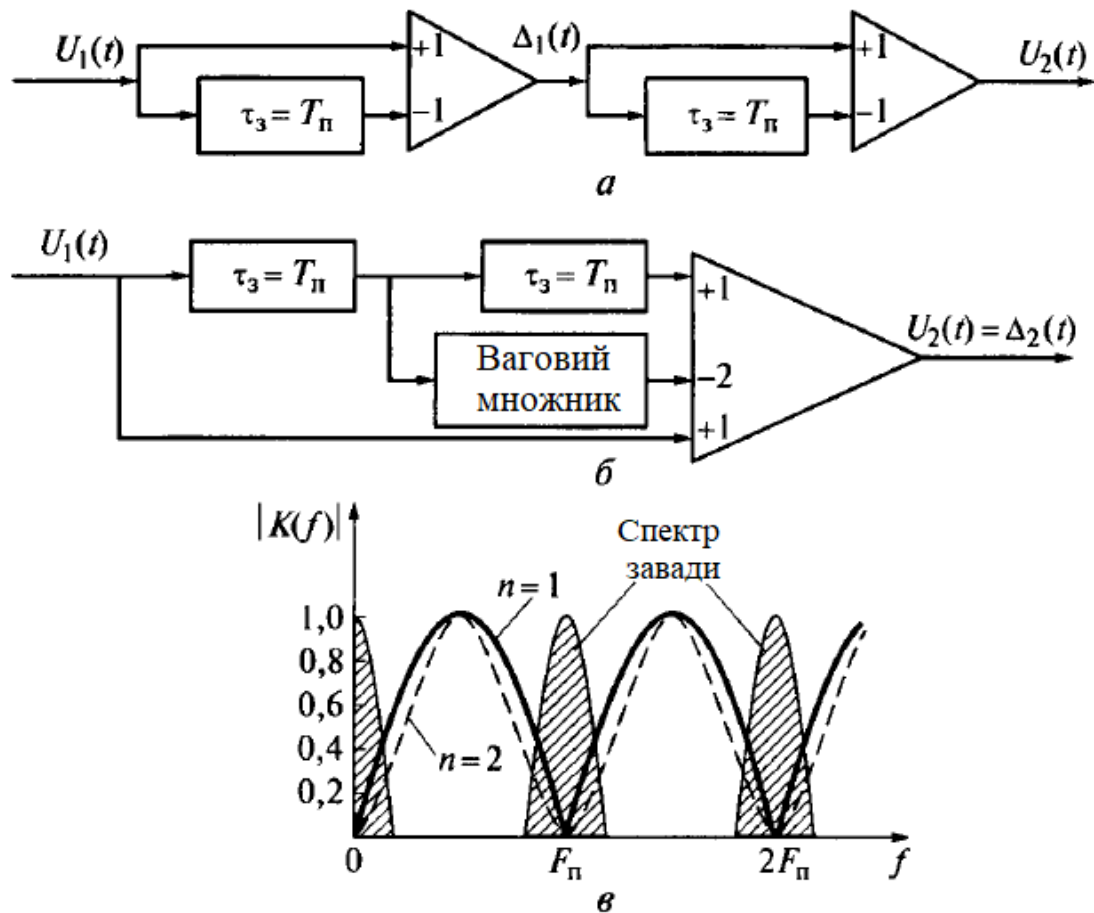


Рисунок 2.8 — Структурні схеми двократного ЧПК (а, б) і залежність модуля його коефіцієнту передачі (пунктир) від частоти (в)

$$\Delta_1(t) = U_1(t) - U_1(t - T_{\Pi});$$

$$U_2(t) = \Delta_1(t) - \Delta_1(t - T_{\Pi}) = U_1(t) - 2U_1(t - T_{\Pi}) + U_1(t - 2T_{\Pi}),$$

тобто АЧХ цієї схеми аналогічна попередній. Іноді схеми одноразової і двократної ЧПК називаються відповідно двохімпульсною і трьохімпульсною схемами придушення [10].

Для оцінки ефективності роботи системи СДЦ крім згаданого раніше коефіцієнта подавлення перешкоди  $K_{\Pi}$  використовується також коефіцієнт поліпшення відношення сигналу до перешкоди при проходженні режекторного фільтру.

$$K_{c/\Pi} = \frac{P_{c.вих}/P_{п.вих}}{P_{c.вх}/P_{п.вх}}$$

Коефіцієнт поліпшення  $K_{c/\Pi}$ , який часто називають також коефіцієнтом підзавадової видимості, дозволяє більш повно оцінити ефективність роботи системи СДЦ і тому використовується в якості критерію раціонального вибору числа ланок і значень вагових коефіцієнтів трансверсального режекторного фільтру. Форму спектру доплерівських частот пасивної перешкоди зазвичай приймають у формі куполу (повторює форму розподілу Гаусса).

У табл. 2.1 наведені орієнтовні значення середнього квадратичного відхилення (СКВ)  $\sigma_{v_r}$  і  $\sigma_{\Pi}$  для деяких заважають відбивачів. Відома також емпірична формула середнього квадратичного відхилення  $\sigma_{v_r} = 0,011W^{1,1}$ , яка пов'язує  $\sigma_{v_r}$  лісу зі швидкістю вітру  $W$  в діапазоні частот 3...24 ГГц. Підраховано, що при використанні трансверсального фільтру з АЧХ виду  $H(f) = \sin^n(\pi f T_{\Pi})$ , рівномірному розподілу швидкостей цілей, які перебувають в точці опромінення, і гауссовому спектрі доплерівських частот, перешкоди в смугу придушення фільтру потрапляє 20% цілей при  $n = 1$ ; 38% при  $n = 2$  і майже половина цілей при  $n = 4$ . Таким чином, просте збільшення числа ланок фільтру веде до надмірного розширення смуги режекції і звуження смуги пропускання фільтру. Для зменшення втрат корисних сигналів цілей необхідно раціональним вибором  $n$  і величини вагових коефіцієнтів  $a$

прагнути отримати форму АЧХ фільтру, близьку до прямокутної з необхідною для придушення перешкод смугою режекції. Розрахунки показують, що при  $n \leq 4$  можна забезпечити необхідну АЧХ режекторного фільтру системи селекції рухомих цілей оптимальним вибором вагових коефіцієнтів [13].

Таблиця 2.1 — Значення середнього квадратичне відхилення для деяких заважаючих об'єктів навколишнього простору

Види заважаючих об'єктів	$\sigma_{v_r}, \text{м/с}$	$\sigma_{\Pi}, \text{Гц}$
Пагорби, вкриті лісом (без вітру)	0,02	0,11
Пагорби, вкриті лісом (при вітру)	0,22	1,50
Морська поверхня в вітряний день	0,90	6,00
Дощові хмари	2,00	13,00
Перешкоди у вигляді хмари стрічок (Chaff)	1,10	7,00

При наявності пасивних перешкод і флуктуаційних шумів схема оптимальної обробки періодичного імпульсного сигналу в РЛС повинна містити три послідовно включених фільтри: фільтр, узгоджений з одиночним імпульсом; гребінчастий фільтр накопичення сигналу і гребінчастий фільтр придушення перешкоди.

Необхідно забезпечити дуже високі вимоги до точності і стабільності роботи окремих вузлів і елементів системи СРЦ і, зокрема, до збереження рівності  $\tau_3 = T_{\Pi}$  в лінії затримки схеми черезперіодного компенсатору, а також до збереження амплітуди і форми сигналів в її каналах. Для отримання досить великого часу затримки  $\tau_3 = T_{\Pi}$  і збереження форми імпульсу при його затримці в аналогових компенсаторах використовують ультразвукові лінії затримки зі смугою  $\Delta f_{\text{л.з}} > 1/\tau_1$ . Такі лінії мають велике загасання (більше 80 дБ), для

компенсації якого в канал затримки послідовно включається підсилювач. Для ідентичності каналів такий же підсилювач включається і в інший канал («не затримали»), а для вирівнювання коефіцієнтів підсилення каналів ще й атенюатор із загасанням, рівним загасанню лінії затримки. Для ефективної роботи схеми черезперіодного компенсатору баланс повинен підтримуватися при широкій зміні умов експлуатації, що представляє досить складне технічне завдання. В результаті аналогові фільтри виходять дорогими і недостатньо надійними. Тому перевага віддається цифровим фільтрам подавлення. Перспективні також фільтри, в яких роль лінії затримки гребінчастого фільтру виконують прилади із зарядним зв'язком.

При цифровій обробці вибірки сигналу, що приходять з інтервалами дискретизації по часу, перетворюються за допомогою аналогово-цифрового перетворювача в коди (зазвичай двійкові) чисел, відповідних амплітуді вибірок. Далі ці числа в цифровому процесорі піддаються ваговій обробці відповідно до алгоритму вирішуваної задачі.

Фільтр СДЦ є режекторним фільтром, який вирізає зі спектру частоти поблизу  $nF_n$ , що забезпечується, як показано раніше, затримкою сигналу і вагових сумуванням. У цифровому вигляді просто здійснити затримку на кілька періодів (велике  $n$ ) і порівняно нескладно управляти величиною вагових коефіцієнтів, що дозволяє не тільки оптимізувати амплітудно частотну характеристику фільтру придушення, а й керувати нею відповідно до зміни заводої обстановки, тобто створити адаптивну цифрову систему СДЦ.

Розглянемо структуру і передавальну функцію нерекурсивного (без зворотніх зв'язків) цифрового режекторного фільтра, який найчастіше використовується в системах СДЦ. Такі фільтри називаються також трансверсальними. За допомогою  $z$ -перетворення передавальну (системну) функцію будь-якого нерекурсивного фільтру записують у вигляді

$$K(z) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n},$$

де  $z = \exp(j\omega T_{\Pi})$ ;  $z^{-1}$  — системна функція елемента затримки на  $T_{\Pi}$ ,  $z^{-1} = \exp(-j\omega T_{\Pi})$ ;  $a_1, a_2, \dots, a_n$  — вагові коефіцієнти.

Цифровий фільтр першого порядку має один ваговий коефіцієнт  $a_1 = -1$  (решта рівні 0), і його передавальна функція

$$K(z) = 1 - z^{-1},$$

що відповідає АЧХ однократного (двохімпульсного) компенсатора

$$K(f) = 2|2\sin(\pi f T_{\Pi})|.$$

Цифровий фільтр з двома ваговими коефіцієнтами  $a_1 = -2$ ,  $a_2 = 1$  має АЧХ виду  $4\sin^2(\pi f T_{\Pi})$ , тобто відповідає двократній (трьохімпульсній) схемі ЧПК.

У загальному вигляді структуру нерекурсивного режекторного фільтру можна представити у вигляді сходової схеми (рис. 2.10), що складається з елементів затримки на період повторення  $z^{-1}$ , помножувачів на вагові коефіцієнти і суматора [11].

Застосування рекурсивних (зі зворотним зв'язком) фільтрів дозволяє поліпшити АЧХ фільтру, не підвищуючи його порядку. Так, в рекурсивному фільтрі першого порядку (рис. 2.9, а) застосування зворотного зв'язку з коефіцієнтом зворотного зв'язку  $\beta < 0$  (тобто використання крім нуля в точці  $z = 1$  ще й полюса в точці  $z = \beta$ ) дає можливість розширити зону подавлення навколо частот  $nF_n$ .

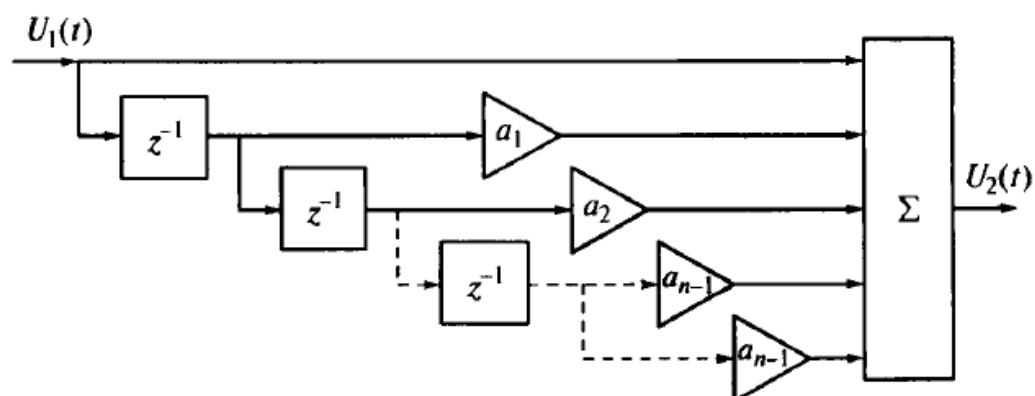


Рисунок 2.9 — Сходовинкова схема нерекурсивного режекторного фільтру

Дійсно, передавальна функція такого фільтру має вигляд



$$K(z) = \frac{z - 1}{z - \beta}.$$

Звідси АЧХ рекурсивного фільтру (рис. 2.10, б)

$$K(f) = \frac{|\sin(\pi f T_{\Pi})|}{\sqrt{2 + 2\beta^2 - 4\beta \cos(2\pi f T_{\Pi})}}.$$

Вибором числа  $n$  і величини вагових коефіцієнтів  $a_1, a_2, \dots, a_n$  можна отримати бажану амплітудно-частотну характеристику фільтру. Однак вибір  $n > 3$  не дає істотного збільшення коефіцієнту подавлення.

Таким чином, в рекурсивному фільтрі першого порядку при використанні лише одного елементу пам'яті можна отримати амплітудно-частотну характеристику таку ж, як і для нерекурсивного фільтру другого порядку, причому зміною величини коефіцієнта зворотного зв'язку можна змінювати ширину зони подавлення. Це досягається за рахунок циркуляції імпульсів в колі зворотного зв'язку.

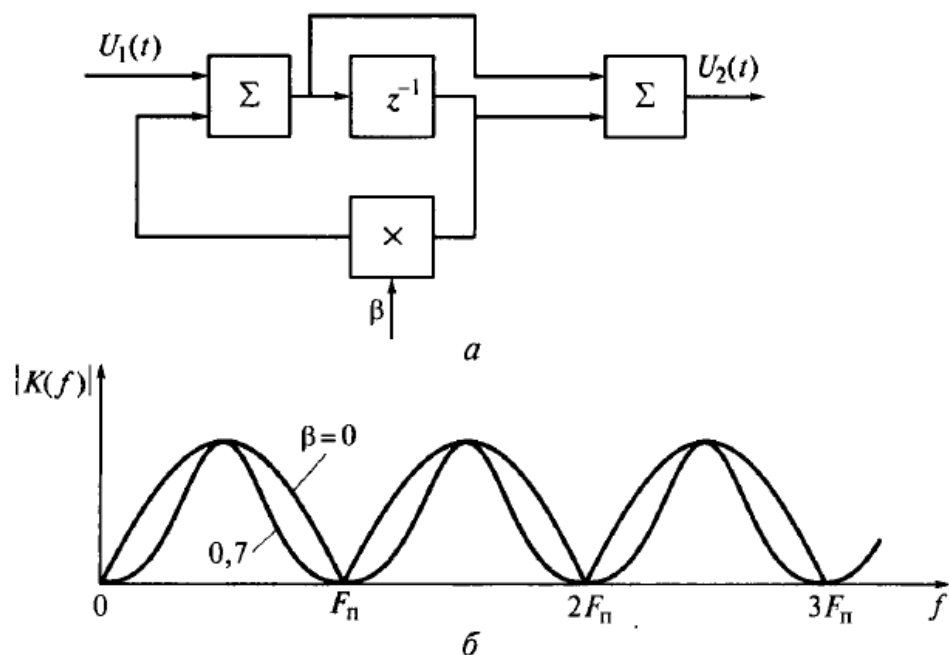


Рисунок 2.10 — Структурна схема рекурсивного режекторного фільтру першого порядку (а) і його АЧХ (б)

На рис. 2.11, а представлена схема рекурсивного фільтру третього порядку, в якому вибором коефіцієнтів зворотних зв'язків забезпечена форма амплітудно-частотної характеристики, близька до прямокутної (рис. 2.11, б).

Зміна вагових коефіцієнтів дозволяє отримати оптимальне для розв'язуваної задачі співвідношення смуги прозорості та смуги подавлення фільтру. Додаткові можливості керування формою АЧХ відкриваються при використанні в рекурсивних фільтрах двосторонніх зворотніх зв'язків (вперед і назад). Слід зауважити, що завдання отримання бажаної форми АЧХ легше вирішується в цифровому вигляді.

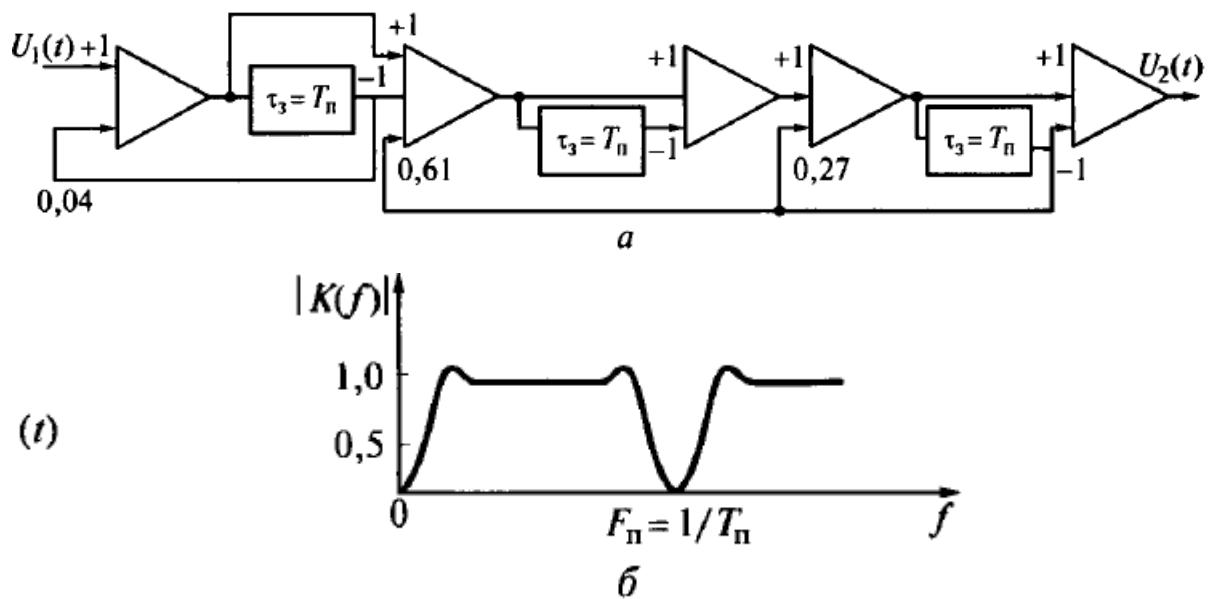


Рисунок 2.11 — Структурна схема рекурсивного режекторного фільтру третього порядку (а) та його АЧХ (б)

Розглянемо основні вимоги до вибору параметрів цифрової системи СРЦ на прикладі цифрової двохімпульсної схеми подавлення перешкод на нерекурсивному фільтрі (одноразова цифрова ЧПК). Структура такої системи від аналогового входу, на який подається сигнал  $u_1(t)$  з виходу фазового детектора приймача, до аналогового виходу, з якого імпульси рухомої цілі  $u_2(t)$  і неподавлені фільтром залишки перешкоди прямують на індикатор РЛС і вторинну обробку, якщо вона передбачена, представлена на рис. 2.12.

Імпульсний елемент (ІЕ) здійснює дискретизацію відеоімпульсів  $u_1(t)$ , що подаються на вхід схеми цифрової ЧПК з виходу фазового (когерентного) детектору приймача РЛС. Бажано вибрати період дискретизації  $T_d$  таким, щоб за час тривалості імпульсу  $\tau_i$  мати, принаймні, дві вибірки сигналу, що зводить

втрати на дискретизацію до мінімуму. Далі за допомогою АЦП амплітуда кожної вибірки перетворюється у відповідний цифровий код (цифрове слово) з урахуванням знаку  $u_1(t)$  [12].

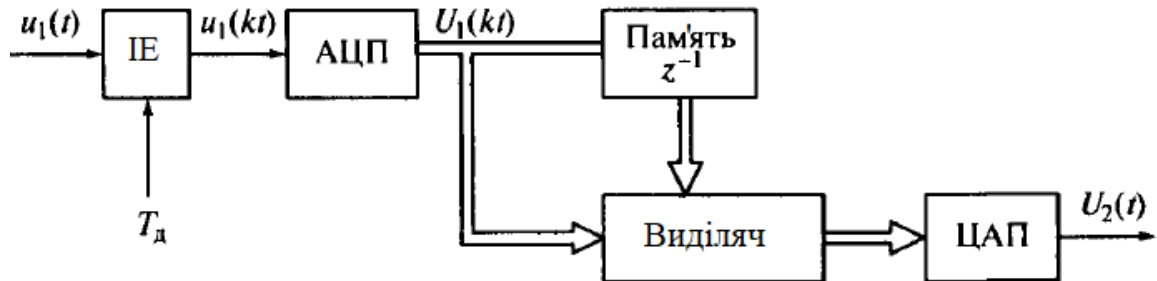


Рисунок 2.12 — Структурна схема цифрового режекторного фільтру першого порядку

З виходу аналого-цифрового код вводиться в пристрій цифрової пам'яті (наприклад, регістр) і з кожним тактом просувається в ньому на величину  $T_d$ . Через період повторення  $T_n$  затримані цифрові слова віднімаються з поточних значень вибірок безпосередньо на виході АЦП, і в результаті віднімання відбувається компенсація імпульсів перешкоди, представлених в цифровій формі. За допомогою ЦАП сигнали рухомих цілей і залишки неподавлених завад відновлюються в аналоговій формі для їх відображення на екрані індикатору з модуляцією яскравості променя електронно-променевої трубки (ЕПТ). Таким чином, видно, що розглянута цифрова схема є еквівалентом одноразової аналогової схеми черезперіодного компенсатору.

Наведемо деякі міркування до вибору основних параметрів цифрового схеми ЧПК. Так як число цифрових слів  $m_c$  за період повторення  $T_n$  повинно бути не менше  $m_c \geq \frac{\tau_{Dmax}}{T_d} = \frac{2D_{max}}{cT_d}$ , то об'єм пам'яті при розрядності слів  $r$  буде рівним  $m_c r$ . Число розрядів  $r$  визначається необхідною кількістю рівнів квантування  $n_k = (u_{max} - u_{min})/\Delta u$  виходячи з динамічного діапазону сигналу  $(u_{max} - u_{min})$  і кроку квантування  $\Delta u$ . При виборі  $\Delta u$ , рівним середньоквадратичному значенню власних шумів приймача  $\sigma_{ш}$ , яке обмежує і величину  $u_{min}$ , отримаємо крок квантування  $\Delta u = u_{min} = \sigma_{ш}$ . Звідси необхідне

число рівнів квантування  $n_k = (u_{max} - u_{min})/\sigma_{ш}$ , а необхідна розрядність АЦП

$$r = \log_2 n_k = 3,32 \lg \frac{u_{max} - u_{min}}{\sigma_{ш}}.$$

Число розрядів  $r$  безпосередньо впливає на якість роботи фільтра ЧПК. Як відомо, при кроці квантування  $\Delta u$  дисперсія шуму квантування при рівномірному розподілі дорівнює  $\Delta u^2/12$ . При відніманні відбувається подвоєння дисперсії шуму квантування, тому на виході схеми ЧПК  $\sigma_{ш.к}^2 = \Delta u^2/6$ . Так як максимальна амплітуда напруги перешкоди на вході схеми ЧПК дорівнює  $U_{п.мах} \approx n_k \Delta u$ , а потужність перешкоди відповідно (при входному опорі 1 Ом)  $P_{п.вх} = \frac{U_{п.мах}^2}{2} = \frac{(n_k \Delta u)^2}{2}$ , то відношення потужності перешкоди на вході цифрового фільтра ЧПК до потужності шуму на виході

$$q_{п} = \frac{P_{п.вх}}{\sigma_{ш.к}^2} = \frac{(n_k \Delta u)^2}{2 \Delta u^2} = 3n_k^2.$$

Це відношення характеризує якість роботи цифрового фільтра. Якщо виразити  $q_{п}$  в децибелах, то отримаємо співвідношення характеризує максимально можливе придушення завади. Розрядність аналого-цифрового перетворювача  $r$  і відповідно ємність пам'яті  $M = m_c r$  вибирають таким чином, щоб втрати, пов'язані з квантуванням, впливали на ефективності системи СДЦ менше, ніж інші параметри РЛС, вплив яких на якість роботи системи СДЦ розглядається далі.

Зупинимося на проблемі так званих «сліпих» фаз і пов'язаних з цим втрат при СДЦ. На відміну від «сліпих» швидкостей, що виникають при частотах доплерівського зсуву  $F_v$ , рівних або кратних  $F_{п}$  (рис. 2.13, а), «сліпі» фази виникають при  $F_{п} > F_v$  у випадках, коли сусідні імпульси сигналів рухомих цілей (РЦ) мають рівні амплітуди ( $I_1 = I_2$  та  $I_3 = I_4$  на рис. 2.13, б) і, отже, будуть частково подавлені одноканальним фільтром черезперіодної компенсації [14].

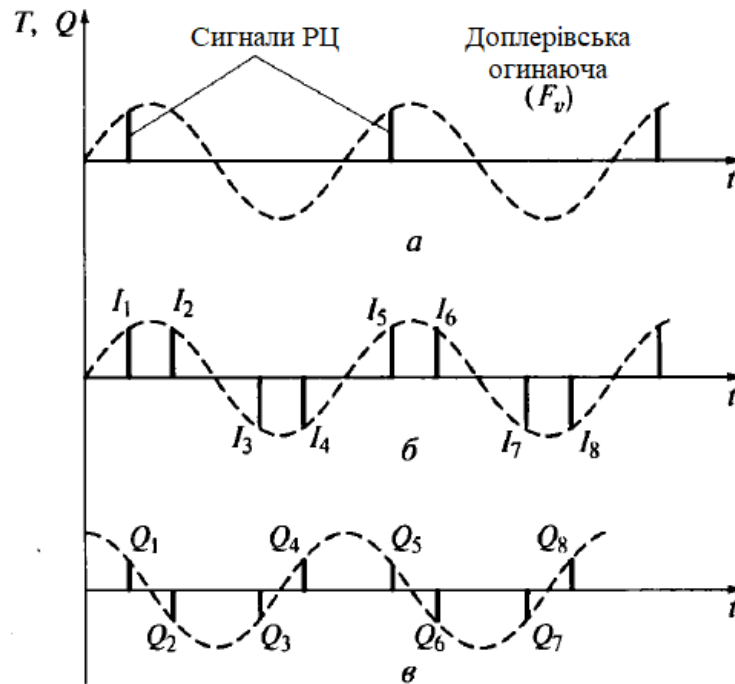


Рисунок 2.13 — Часові діаграми, пояснюючі виникнення «сліпих» фаз: *a* - «сліпі» швидкості при  $F_v = F_n$ ; *б, в* - «сліпі» фази в каналах *I* та *Q*

Для усунення втрат використовується двоканальна схема фільтру ЧПК (рис. 2.14), що складається з синхронного каналу *I* та квадратурного *Q*. На фазові детектори каналів опорні коливання когерентного гетеродину подаються із зсувом на  $\pi/2$ , завдяки чому доплерівська огинаюча сигнальних імпульсів в квадратурному каналі зсувається на  $\pi/2$  (рис. 2.13, *в*). При сумеванні цифрових сигналів *I* та *Q* на виходах каналів придушення сигналів усувається. При сумеванні сигналів можуть бути використані операції  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  (які відповідають квадратичному детектуванню) і  $|I| + |Q|/2$ , або  $|Q| + |I|/2$  (які відповідають лінійному детектуванню).

Розрахунок показує, що перехід від одноканального фільтру ЧПК до формату двоканального дає зменшення втрат за рахунок ефекту «сліпих фаз» від 2,8 до 13,7 дБ для ймовірностей правильного виявлення від 0,5 до 0,9 відповідно і ймовірності помилкової тривоги  $p_{л.т} = 10^{-6}$ . Виграш залежить також від числа імпульсів в пачці і їх флуктуацій. Звичайно, двоканальна схема фільтру СРЦ складніше одноканальної і вимагає підтримки фазового зсуву

опорних коливань рівним  $\pi/2$ , а також ідентичності АЧХ каналів. Розвиток цифрової техніки дозволило вже в середині 1970-х рр. застосовувати двоканальні фільтри СРЦ в аеродромних оглядових РЛС, для яких надійне виявлення рухомих об'єктів в умовах різноманітних пасивних перешкод має найважливіше значення.

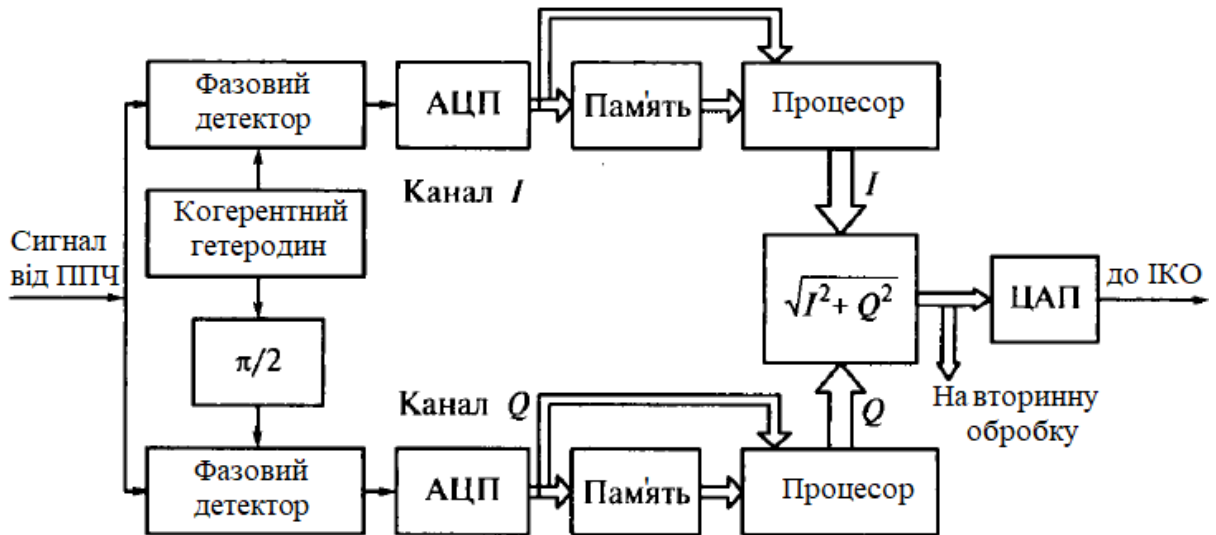


Рисунок 2.14 — Структурна схема двоканального фільтру ЧПК

Для того, щоб проілюструвати обмеження, які створює флуктуація завад від місцевих об'єктів, проаналізуємо найпростіші структури цифрових фільтрів СРЦ. Такими схемами, наприклад, є схеми одноразового дворазового черезперіодного компенсатора (ЧПК). Для однократного і двократного ЧПК маємо на виході

$$y_{nI} = x_n - x_{n-1}; \quad y_{nII} = x_n - 2x_{n-1} + x_{n-2},$$

де  $x_n$  — незатриманий (поточний), а  $x_{n-1}$ ,  $x_{n-2}$  — затримані на 1 і 2 періоди  $T$  вхідні сигнали, поточний відлік (зондуєчий сигнал).

Припустимо, що на вході компенсаторів діє пасивна корельована завада потужністю  $P_{с\text{вх}} = \sigma_c^2$ , тоді потужність завади на виході

$$P_{с\text{вихI}} = M_1\{y_{nI}^2\} = 2\sigma_c^2[1 - p_c(T)];$$

$$P_{с\text{вихII}} = M_1\{y_{nII}^2\} = 2\sigma_c^2[3 - 4p_c(T) + p_c(2T)].$$

де  $M_1\{\cdot\}$  — математичне очікування;  $p(\cdot)$  — міжперіодний коефіцієнт кореляції для  $T$  і  $2T$ .

Нормуючи до шуму  $P_{c \text{ вих}}$ , отримаємо

$$K_{\text{пI}} = \frac{P_{c \text{ вх}}}{P_{c \text{ вихIн}}} = \frac{1}{1 - p_c(T)};$$

$$K_{\text{пII}} = \frac{P_{c \text{ вх}}}{P_{c \text{ вихIIн}}} = \frac{3}{3 - 4p_c(T) + p_c(2T)}.$$

З указаних формул видно, що при флуктуації пасивних завад, коли  $p_c(T)$ ,  $p_c(2T) \ll 1$ , подавлення пасивних завад відсутнє, однак при відсутності флуктуацій і при  $p_c(T)$ ,  $p_c(2T) \rightarrow 1$  вони різко зростають. Зниження якості подавлення завад обумовлюється розширенням спектру сигналів, які прямують на вхід системи СРЦ.

Розглянемо вплив інших обмежуючих факторів. Сигнал, відбитий від пасивної завади, формується безліччю окремих елементарних відбиттів, окремо кожний сигнал має свою амплітуду, частоту і початкову фазу, зміна яких призводить до амплітудних і фазових флуктуаціям результуючого сигналу.

Експериментальним шляхом встановлено, що енергетичний спектр флуктуацій сигналу пасивних завад можна апроксимувати кривою Гауса з ефективною шириною розкиду частоти  $\sigma_{fc}$ . Перевага гаусової форми спектру полягає в тому, що кореляційна функція буде також гаусова, у зв'язку з чим розрахунок граничних обмежень якості подавлення пасивних завад системою СРЦ може бути зведений до простої оцінки розширення ефективної ширини спектру  $\sigma_{fc}$ , визваного конкретним видом завади, внутрішніми нестабільностями РЛС, скануванням антени, обмеженням в приймаючому пристрої і іншими факторами.

Енергетичний спектр пасивних завад на вході системи селекції рухомих цілей також залежить від апаратурних нестабільностей приймально-передавального тракту РЛС (внутрішньоімпульсної стабільності несучої частоти, стабільністю місцевого і когерентного гетеродинів, стабільністю

зсуву фази в передавальному і приймальному пристроях і т. д.). Вказані нестабільності призводять до розширення ефективної ширини спектру  $\sigma_{fc}$ .

Другим фактором, змінюючим енергетичний спектр завади слугують флуктуації сигналу, викликані обертанням антени. Це відбувається тому, що частина елементарних відображень при скануванні виходять із діаграми направленості антени, а інші — потрапляють в неї. Існують методики, які дозволяють врахувати розширення результуючого спектру завад, викликаного обертанням антени, що призводить до модуляції огинаючої пачки сигналів.

Крім перелічених факторів, важливе значення приймає питання про амплітудне обмеження сигналів в радіоприймальному пристрої. В РЛС з СРЦ спостерігається стиснення динамічного діапазону для потужних пасивних завад, оскільки завжди в радіоприймальному приладі може бути насичення в каскадах проміжної частоти.

Декорелюючий вплив нелінійності в приймальному тракті, спричинене розширенням спектру вхідних завад, призводить до зниження коефіцієнта подавлення, коефіцієнту покращення, а відповідно, і коефіцієнту завадової видимості. Хоча вплив обмежувачів є корисним для нормалізації залишкових пасивних завад і шумів, все ж погіршення характеристик подавлення системи СРЦ робить необхідним вибирати рівень обмеження таким чином, щоб залишкові пасивні завади нагадували шум приймача.

Всі вищевказані фактори, обмежуючі граничні можливості подавлення завад, в однаковій степені відносяться як до аналогових, так і до цифрових систем СРЦ, однак в цифрових системах СРЦ важливо, крім цього, досліджувати шуми квантування. Шуми квантування, які виникають при аналогово-цифровому перетворенні сигналів на вході системи СРЦ, обмежують гранично допустимий коефіцієнт подавлення системи СРЦ.

Абсолютний рівень шумів квантування визначається величиною дискрети  $\Delta$  АЦП. Визначимо шум квантування через  $\Delta x$ . Очевидно,  $\Delta x$  в загальному випадку являє собою випадкову величину, статистичні



характеристики якої визначаються властивостями сигналу, який перетворюється  $X(t)$  і розміром дискрети АЦП. Якщо шуми квантування  $\Delta x$  розподілені рівномірно на інтервалі  $[-\Delta/2, +\Delta/2]$  і мають нульове середнє, то можна рахувати, що крім сигналу  $S(t)$ , пасивної завади  $\dot{C}(t)$ , шуму приймача  $\dot{N}(t)$  на ході системи СРЦ додається шум квантування  $\dot{\Delta}_x(t)$ , який має в кожній із квадратурних складових потужність  $\sigma_{\Delta}^2 = \Delta^2/12$ . Оскільки максимальне значення амплітуди завади на вході АЦП дорівнює  $2^{L-1}\Delta$  ( $L$  — кількість розрядів аналогово-цифрового перетворювача, включаючи знаковий), то нормований коефіцієнт подавлення схеми однократного черезперіодного компенсатору з урахуванням шуму квантування можна представити у вигляді:

$$K_{\text{пл}} = \frac{P_{\text{с вх}}}{P_{\text{с вих}}} = \frac{\Delta^2 2^{2(L-1)}}{\sigma_c^2 (1 - p_c(T)) + (\Delta^2/12)(1 - p_{\Delta}(T)) + \sigma^2},$$

де  $p_{\Delta}(T)$  — коефіцієнт кореляції шуму квантування.

При виведенні цієї формули було уточнено, що коефіцієнт передачі шуму приймача для схеми однократного черезперіодного компенсатору дорівнює 2. Із отриманої формули випливає, що при  $p_c(T) = 1$  і  $\sigma^2 \ll \Delta^2$  гранично досягнений коефіцієнт подавлення повністю визначається кількістю розрядів  $L$  АЦП, при чому додання одного розряду збільшує коефіцієнт подавлення на 6 дБ.

### 2.3 Показники ефективності роботи системи СРЦ та подавлення пасивних завад

Для оцінки якості роботи систем СДЦ зазвичай використовуються наступні характеристики.

1. АЧХ режекторного фільтру і каналу доплерівської частотної селекції. Лінійний дискретний фільтр задається зазвичай різницеvim рівнянням

$$Y[kT_{\text{п}}] = \sum_{i=0}^n a_i x[(k-i)T_{\text{п}}] + \sum_{i=1}^n b_i y[(k-i)T_{\text{п}}], \quad (2.1)$$

(де  $x[kT_n]$ ,  $y[kT_n]$  — вхідний і вихідний сигнали фільтру в моменти часу  $t = kT_n$ ;  $a_i, b_i$  — коефіцієнти фільтру) або передавальною функцією в  $z$ -площині, з відповідним рівнянням

$$K(z) = \sum_{i=0}^n a_i z^{-i} / (1 - \sum_{i=1}^m b_i z^{-i}) \quad (2.2)$$

АЧХ такого фільтру знаходиться підстановкою  $z = e^{j\omega T_n}$  и взяттям модулю

$$K(\omega) = [K(e^{j\omega T_n})] = \sqrt{\frac{(\sum_{i=0}^n a_i \cos i\omega T_n)^2 + (\sum_{i=0}^n a_i \sin i\omega T_n)^2}{(1 - \sum_{i=0}^m b_i \cos i\omega T_n)^2 + (\sum_{i=0}^m b_i \sin i\omega T_n)^2}} \quad (2.3)$$

Наприклад, для найпростіших режекторного фільтрів — пристроїв одноразової і дворазової черезперіодної компенсації (ЧПК-1 і ЧПК-2), що описуються рівняннями:

$$y[kT_n] = x[kT_n] - x[(k-1)T_n] \quad (2.4)$$

$$y[kT_n] = x[kT_n] - 2x[(k-1)T_n] + x[(k-2)T_n], \quad (2.5)$$

Амплітудно-частотні характеристики пристроїв ЧПК-1 та ЧПК-2 наведені на рис. 2.15

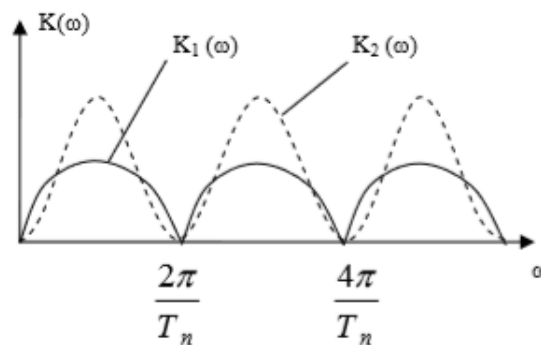


Рисунок 2.15 — АЧХ ЧПК-1 та ЧПК-2

З графіку функції наведеного на рис. 2.16, видно, що АЧХ довільного каналу пристрою дискретного перетворення Фур'є при  $n \gg 1$  має високий рівень бічних пелюсток, що становить 0,21 від головного (-14 дБ). Значний рівень бічних пелюсток призводить до погіршення відношення сигнал-шум на виході каналу та до помилкового виявлення цілі з потужним відбиттям сигналу в сусідніх частотних каналах.

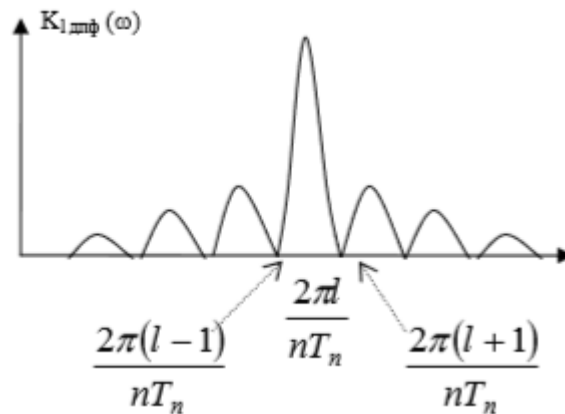


Рисунок 2.16 — АЧХ довільного каналу пристрою дискретного перетворення Фур'є

Використання попереднього зважування відліків  $x[k - T_n]$  — функцією Хемінгу

$$d(kT_n) = \alpha + (1 - \alpha) \cos \frac{\pi(k - \frac{n}{2})}{n}, \quad (2.6)$$

де  $\alpha = 0,54$  призводить до зменшення бічних пелюсток амплітудно-частотної характеристики до рівня 0,01 від головного (-40 дБ), проте дещо розширює головний пік АЧХ.

2. Коефіцієнт подавлення пасивної перешкоди. Визначається як відношення потужності перешкоди на вході РФ до потужності на його виході:

$$K_{\Pi} = P_{\Pi\text{вх}}/P_{\Pi\text{вих}} \quad (2.7)$$

$$\text{де } P_{\Pi\text{вх}} = \int_{-f_{\Pi}/2}^{f_{\Pi}/2} G_{\Pi}(f) df; \quad P_{\Pi\text{вих}} = \int_{-f_{\Pi}/2}^{f_{\Pi}/2} K^2(f) G_{\Pi}(f) df.$$

Коефіцієнт подавлення також можна знайти, знаючи імпульсну характеристику РФ  $h[kT_n]$  та кореляційну функцію перешкоди  $R[kT_n]$ , враховуючи, що

$$P_{\Pi\text{вх}} = R[0] = \sigma_{\Pi}^2; \quad (2.8)$$

$$P_{\Pi\text{вих}} = \sum_{i=0}^n \sum_{l=0}^n h[iT_n] h[lT_n] R[(i-l)T_n]. \quad (2.9)$$

Відзначимо, що гаусовському спектру перешкоди відповідає гаусовська кореляційна функція

$$R_{\Gamma} = [kT_n] = G_{\Pi}^2 \rho_{\Gamma}^{k^2}(T_n), \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (2.10)$$

а резонансній спектру - експоненціальна:

$$R_{\Gamma} = [kT_{\Pi}] = G_{\Pi}^2 \rho_p^{|k|}(T_{\Pi}), k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (2.11)$$

Тут  $\rho_{\Gamma}(T_{\Pi}), \rho_p(T_{\Pi})$  — коефіцієнти міжперіодної кореляції завади.

Для схеми ЧПК-1  $h[0] = 1; h[T_{\Pi}] = -1; h[kT_{\Pi}] = 0$  при  $k \geq 2$ , тоді  $P_{\text{ПВЫХ}} = 2R[0] - 2R[T_{\Pi}]$ , відповідно,

$$K_{\Pi} = 1/2[1 - \rho(T_{\Pi})], \quad (2.12)$$

тобто коефіцієнт подавлення зростає при  $\rho(T_{\Pi}) \rightarrow 1$ . Коефіцієнт подавлення не в повній мірі характеризує якість РФ, так як не враховує проходження сигналу рухомої цілі.

3. Коефіцієнт поліпшення фільтру системи селекції рухомої цілі. Показує, у скільки разів усереднене відношення сигнал-перешкода на виході РФ вище усередненого відношення сигнал-перешкода на його вході:

$$K_y = (\bar{P}_c/P_{\Pi})_{\text{ВЫХ}} / (\bar{P}_c/P_{\Pi})_{\text{ВХ}} \quad (2.13)$$

Усереднення здійснюється за всіма доплерівськими частотам і відноситься тільки до потужності сигналу цілі. При цьому потужність сигналу на вході не залежить від частоти і всі доплерівські частоти рівновірогідні. Сигнал з такими властивостями аналогічний білого шуму з рівномірною спектральною щільністю. Тому показує також, наскільки відношення шум-перешкода на виході більше відношення шум-перешкода на вході фільтру. Вираз (1.31) можна записувати у вигляді:

$$K_y = (P_{\text{ПВХ}}/P_{\text{ПВЫХ}}) \cdot (\overline{P_{\text{С Вых}}}/P_{\text{С ВХ}}) = K_{\Pi} \bar{K}, \quad (2.14)$$

де  $\bar{K} = \int_{F_{\Pi}/2}^{F_{\Pi}/2} K^2(f) df = P_{\text{Ш Вых}}/P_{\text{Ш ВХ}}$  — середній коефіцієнт підсилення потужності.

Враховуючи, що  $\bar{K} = \sum_{i=0}^n h^2[iT_{\Pi}]$ . Тоді

$$K_y = \sum_{i=0}^n h^2[iT_{\Pi}] / \sum_{i=0}^n \sum_{l=0}^n h[iT_{\Pi}] h[lT_{\Pi}] R[(il)T_{\Pi}] \quad (2.15)$$

Для схеми ЧПК-1 коефіцієнт  $\bar{K} = 2$  и

$$K_y = 1/[1 - \rho(T_{\Pi})]. \quad (2.16)$$

4. Коефіцієнт підзавадової видимості — порогове відношення перешкода / сигнал на вході системи СРЦ, яке забезпечує виявлення сигналу з заданими імовірностями правильного виявлення і помилкової тривоги  $F$ . Зазвичай вважають  $D = 0,5$  або  $0,8$  та  $F = 10^{-6}$ . Таким чином, значення коефіцієнту підзавадової видимості залежить не тільки від характеристик режекторних і накопичуючих фільтрів, але і від використаного алгоритму виявлення. Можна показати, що

$$K_{пв} = K_y / q_{нор} \quad (2.17)$$

де  $q_{нор} = (\bar{P}_c / P_{п})_{вх\ обн}$  — порогове відношення сигнал-перешкода на вході детектору, усереднене по всім доплерівським частотам. На перераховані показники ефективності систем СДЦ, крім зазначених факторів, впливає недосконалість технічної реалізації окремих пристроїв, в тому числі обмеження динамічного діапазону.

### 3. УДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМ СРЦ СУЧАСНИХ РЛС

#### 3.1 Підходи до розв'язання задачі з виявлення літальних апаратів з малою швидкістю руху

Теоретично, за допомогою фільтрів на лініях затримки можлива синтезація практично будь-якої форми залежності коефіцієнту передачі від швидкості. Для кожної пари полюсів і пари нулів на  $z$  – площині, необхідні дві лінії затримки. Положення нулів визначається прямими зв'язками, а положення полюсів – зворотними зв'язками. Можливість регулювання швидкісної характеристики за рахунок зміщення полюсів зворотніх зв'язків у ряді випадків доцільне, однак відмова від зворотного зв'язку з метою отримання хорошої (кінцевою в часі) перехідної характеристики є принциповою перевагою компенсаторів з прямими зв'язками. Згадані обставини є найбільш вагомими для радіолокаційних станцій з дискретним скануванням променем, коли на кожному положенні випромінюється серія імпульсів обмеженої довжини.

Для здійснення комплексної обробки необхідно передбачати окремі канали для дійсних і комплексних компонентів, тобто обробку здійснювати у двох квадратурних каналах: окремо в каналах синфазної і квадратурної складової.

При одноканальній побудові пристрою виникають додаткові втрати сигналу (ефект сліпих фаз), хоча його амплітудно-частотна характеристика може повністю співпадати з амплітудно-частотною характеристикою відповідного квадратурного приладу.

Цифровий режекторний фільтр СРЦ з двома квадратурними каналами зображений на рис. 3.1, де КГ – когерентний гетеродин; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; РФ – режекторний фільтр; КС – квадратурний суматор; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач. До цієї структурної схеми зведено алгоритм цифрової фільтрації з дійсними ваговими коефіцієнтами.

Наявність квадратурних каналів обумовлено комплексною компонентою вхідного сигналу  $\dot{x}_n = x_{nc} + jx_{ns}$ .

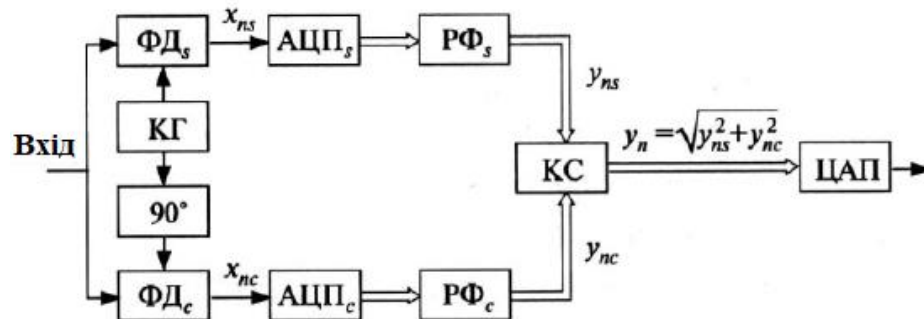


Рисунок 3.1 — Режекторний фільтр СРЦ для комплексного сигналу з дійсними коефіцієнтами цифрового фільтру

Вказаний алгоритм використовується для побудови гребінчатих режекторних фільтрів і гребінчатих фільтрів накопичення з симетричними на інтервалі періодичності  $[0, 2\pi/T]$  частотними характеристиками. У загальному випадку вагові коефіцієнти цифрового фільтру СРЦ є комплексними величинами, тому алгоритм комплексної обробки приводиться до вигляду

$$\dot{y}_n = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a}_i \dot{x}_{n-i} - \sum_{i=1}^{N-1} \dot{b}_i \dot{y}_{n-i}, \quad (3.1)$$

Структурна схема цифрового фільтру СРЦ, який реалізує когерентно-вагову обробку для випадку  $\langle b_i \rangle = 0$ , наведена на рис. 3.2, при цьому (для його спрощення) деталізація других індексів коефіцієнтів  $\dot{a}_i = a_{ic} + ja_{is}$ , відібраних по формулі (3.1) з урахуванням умови  $\langle b_i \rangle = 0$ , не показано.

Цифровий фільтр СРЦ з когерентно-ваговою комплексною обробкою є  $N$  – каналним. Прилад СРЦ, побудований по схемі рис. 3.2 може мати як симетричну, так і не симетричну частотну характеристику на інтервалі періодичності  $[0, 2\pi/T]$ , відповідно частота часового квантування на виході може бути знижена удвічі, для досягнення того ж результату цифрового фільтру з дійсними коефіцієнтами  $\langle a_i \rangle = 0$  [15].

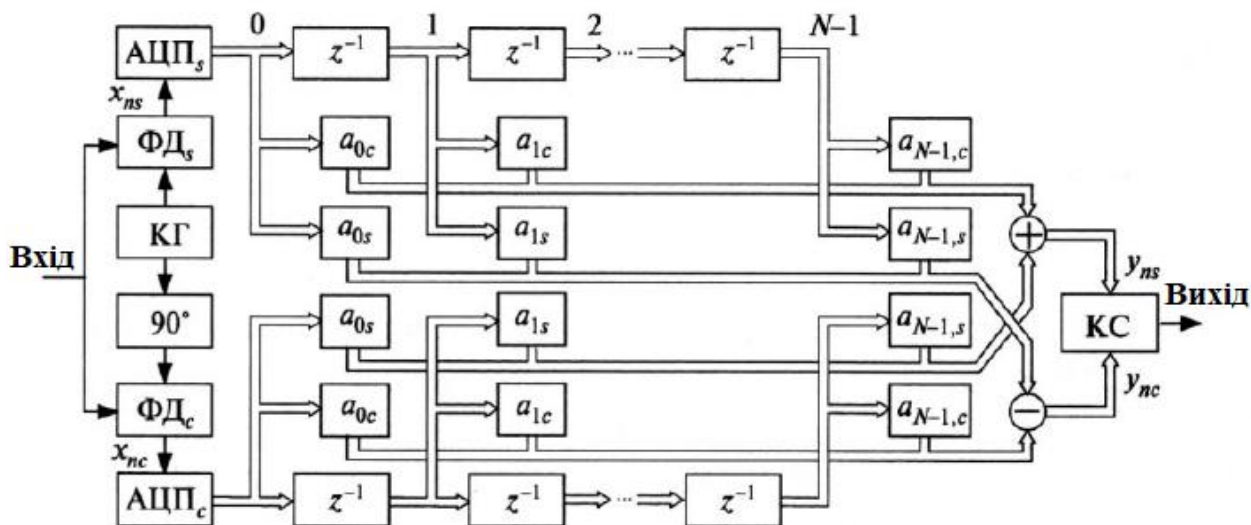


Рисунок 3.2 — Структурна схема цифрового фільтру СРЦ з комплексними ваговими коефіцієнтами і комплексним сигналом на вході

Розглянемо коефіцієнт передачі  $k$ -го каналу, багатоканального доплерівського фільтру. Визначимо частотну характеристику  $k$ -го каналу багатоканального доплерівського фільтру, для чого на вхід подамо комплексний гармонічний сигнал  $\dot{x}(t) = e^{i\omega t}$  одиничної амплітуди. Перейдемо до дискретного часу, представивши вхідний сигнал у формі

$$\dot{x}_n = e^{j\omega nT} = e^{j\eta\Delta_\omega nT},$$

де  $\eta = \omega/\Delta_\omega$  – нормована частота, яка приймає неперервні значення на інтервалі  $[0, N]$ ;  $\Delta_\omega = 2\pi/NT$  – елемент дискретності по частоті.

Записавши сигнал на виході  $k$ -го каналу БДФ для моменту часу  $t_{N-1} = (N-1)T$ , отримаємо

$$\dot{y}_n(k) = \dot{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{x}_n e^{-j\Delta_\omega Tnk} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Delta_\omega Tn(\eta-k)}$$

Сумуючи геометричну прогресію та зробивши прості перетворення можемо отримати, що

$$|\dot{X}(k)| = \frac{\sin N\varphi/2}{\sin\varphi/2} = \frac{\sin \pi(\eta - k)}{\sin \pi(\eta - k)/N}. \quad (3.2)$$



Залежність (3.2) в функції від  $\omega$  для  $N = 4$  зображена на рис. 3.3, звідки можна зробити висновок, що головні пелюстки частотної характеристики каналів багатоканального доплерівського фільтру рівномірно перекривають інтервал періодичності по доплерівській частоті  $[0, 2\pi/T]$ .

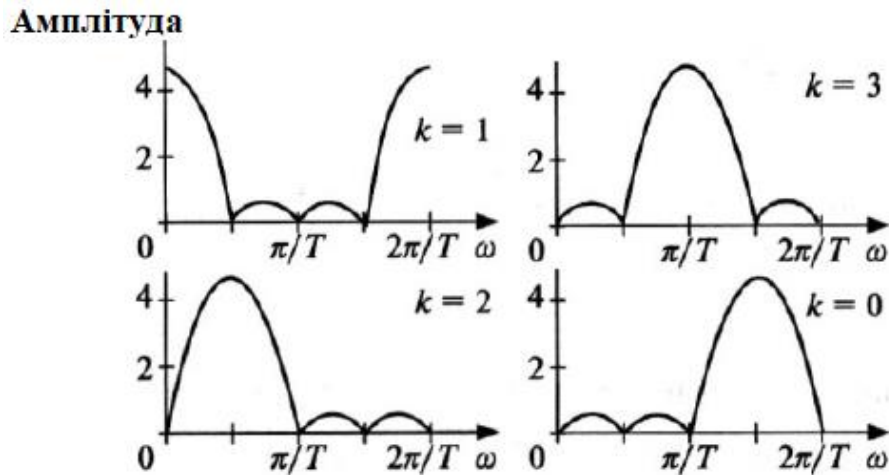


Рисунок 3.3 — Частотні характеристики окремих каналів багатоканального доплерівського фільтру СРЦ

Збільшення числа  $N$  каналів багатоканального доплерівського фільтру призводить до зменшення ширини головного пелюстку, результатом чого є підвищення частотної вибірковості і відповідно збільшення дозволяючої спроможності системи СРЦ по швидкості, оскільки еквівалентний час спостереження  $T_c = NT$  у порівнянні з  $N = 1$ , збільшується в  $N$  разів. Для зменшення бокових пелюсток частотної характеристики багатоканального доплерівського фільтру можливе застосування методу зважування частотної характеристики за допомогою вагових, часових вікон.

При лінійній обробці порядок включення накопичувального, режекторного гребінчатого цифрового фільтру може бути вибіркоким. У зв'язку з цим, приймаючи що багатоканальний доплерівський фільтр виконує роль накопичувача, покладемо функцію режекторного фільтру на блок вагової обробки, здійснюючого зважування відкликів частотних каналів БДФ. По суті,

такий алгоритм обробки є одним з варіантів технічної реалізації узгодженої фільтрації в частотній області.

Зміна параметрів пасивних перешкод призводить до необхідності зміни параметрів цифрового фільтру СРЦ. Як раніше було встановлено, о при синтезі ЦФ СРЦ в часовій області необхідні знання кореляційної матриці завади. Якщо синтез ЦФ СРЦ здійснюється в частотній області (наприклад, синтез БДФ), необхідні знання спектральної матриці завади. Як в тому, так і в іншому випадку необхідна апіорна інформація про властивості завади. За відсутності такої інформації використовують адаптацію, в результаті якої частина апіорної інформації, якої не вистачає, заповнюється статистичними даними, які отримані в процесі спостереження. Обробка статистичних даних дозволяє отримати оцінку елементів кореляційної або спектральної матриці завади.

При побудові адаптивних систем важливого значення набуває припущення про доплерівську частоту сигналу, що виявляється. За використанням апіорної інформації про доплерівську частоту можливо визначити три методики оптимізації, за допомогою яких максимізуються вихідне відношення сигнал/шум.

За допомогою першого методу мінімізується чутливість цифрового фільтру СРЦ до ехо-сигналу завади, при цьому доплерівська частота сигналу цілі залишається невідомою.

Другий метод, використовується за умови коли доплерівський зсув сигналу цілі відомий [16].

Третій метод базується на розвитку попереднього методу, коли передбачається, що доплерівський зсув сигналу в межах певно визначеної зони відомий. У цьому випадку для перекриття доплерівського домену  $[0, 2\pi/T]$  використовується група фільтрів (каналів). В цьому випадку система СРЦ по суті, являє собою багатоканальній доплерівський фільтр. Незалежно від обраного методу оптимізації адаптація системи селекції рухомих цілей до

перешкод досягається за рахунок гнучкої перебудови частотної характеристики цифрового фільтру на основі раніше визначених даних.

У відповідності до теорії статистичних рішень, найкращим критерієм оптимальності є критерій максимуму апостеріорної вірогідності, однак, за відсутності апріорних відомостей можливо використати критерій максимуму відношення правдоподібності. Установлено також, що цей критерій при гаусових перешкодах повністю еквівалентний критерію максимуму відношенню сигнал/перешкода. Вихідне відношення сигнал/перешкода, нормоване до вхідного, являє собою коефіцієнт покращення. Наслідком цього є визначення чому в якості критерію оптимальності часто використовують критерій максимуму коефіцієнта покращення  $K_y$ .

Використовуючи матричну форму запису, представимо  $K_y$  у вигляді

$$K_y = \frac{A_r^* M_s A}{A_r^* M_c A},$$

де  $M_s$  – кореляційна матриця сигналу;  $M_c$  – кореляційна матриця перешкоди;  $A = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$  – вектор вагових коефіцієнтів; індекс  $r$  означає транспонування;  $*$  – комплексне спряження;  $P_s = A_r^* M_s A$  – потужність сигналу на виході, а знаменник  $P_c = A_r^* M_c A$  – потужність перешкоди на виході.

Метою оптимізації є визначення оптимального вагового вектору  $A$  для обраного методу синтезу цифрового фільтру СРЦ. Поряд з критерієм оптимальності на основі максимуму сигнал/перешкода Уїдроу розробив алгоритм з мінімізації середнього квадрату похибки. На сьогодні, встановлено, що ці алгоритми є еквівалентами, та призводять до визначення оптимального рішення, на основі надання власних значень кореляційної матриці завади. Оптимальні коефіцієнти цифрового фільтру є рішеннями рівняння Вінера

$$M_c A = \mu S^*, \quad (3.3)$$

де  $\mu$  – довільна константа;  $\mathbf{S} = (s_1, s_2, \dots, s_N)^r$  – вектор-стовбець відліків сигналу цілі.

Рішенням рівняння (3.3) є вектор

$$\mathbf{A} = \mu \mathbf{M}_c^{-1} \mathbf{S}^*,$$

що передбачає комплексне множення корисного сигналу і обрахування зворотної кореляційної матриці завади. Оптимальне рішення сигнал/перешкода, що забезпечує максимальну вірогідність правильності виявлення, дорівнює  $\mathbf{S}_r \mathbf{M}_c^{-1} \mathbf{S}^*$ .

За наявності апріорної інформації щодо доплерівської частоти адаптивні системи СРЦ поділяються на системи з відомою та невідомою доплерівською частотою. За способом формування вагових коефіцієнтів виділяють наступні системи СРЦ, з відкритим (нерекрусивні цифрові фільтри) і замкнутим (рекрусивні цифрові фільтри) контуром керування.

В одноканальному варіанті реалізується один канал а всі доплерівські частоти: адаптацією вагових коефіцієнтів, досягають нулів (мінімумів) в частотних характеристиках цифрових фільтрів. Такий варіант відображено на рис. 3.6, а, окремий випадок ЦФ першого порядку — на рис. 3.6, б.

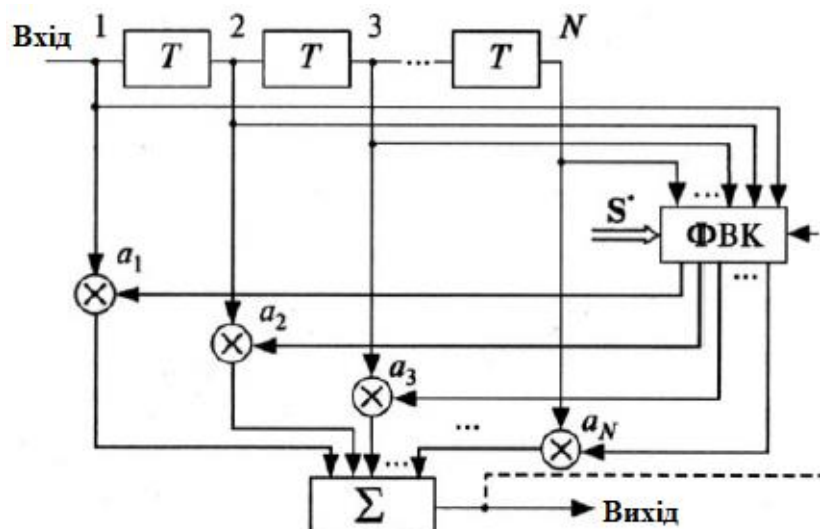


Рисунок 3.4 — Адаптивне формування вагових коефіцієнтів ЦФ СРЦ

На рис. 3.5, 3.6 пунктиром зображено зворотній зв'язок — особливість системи СРЦ з замкнутим контуром адаптації.

Структурна схема адаптивного БДФ, який використовує оцінку спектру завади, наведена на рис. 3.6. В цій системі вагові коефіцієнти  $\langle \hat{a}_{ij} \rangle, i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, M (M \leq N)$ , обираються в залежності від алгоритму дискретного перетворення Фур'є, а коефіцієнти  $\langle \eta_k \rangle$ , оцінюються у процесі адаптації.

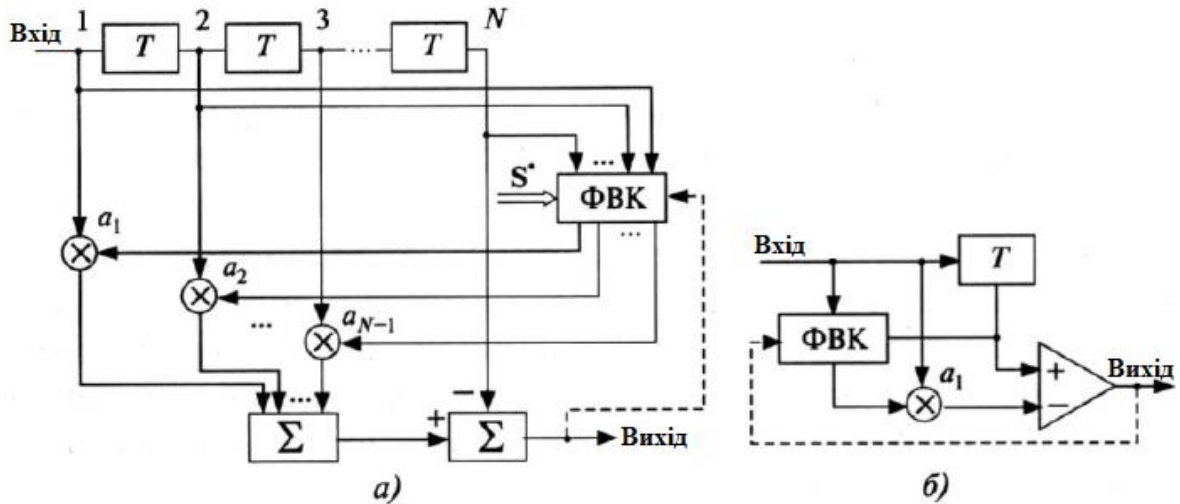


Рисунок 3.5 — Адаптивне формування нулів в частотній характеристиці фільтру СРЦ при оптимізації а часовій області

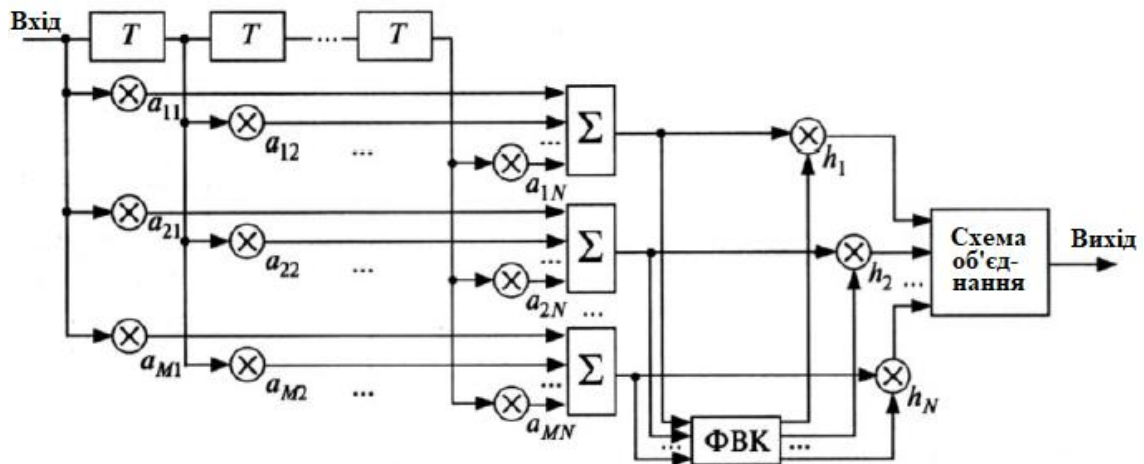


Рисунок 3.6 — Адаптивне формування нулів в частотній характеристиці фільтру СРЦ при оптимізації в частотній області

Практичне використання знаходять багатоканальні доплерівські фільтри зі скороченим числом доплерівських каналів, у яких вагові комплексні

коефіцієнти  $e^{-j2\pi/T} = \cos \frac{2\pi}{T} nk - j \sin \frac{2\pi}{T} nk$  в дискретному перетворенні Фур'є замінюються дійсними коефіцієнтами  $\cos \frac{2\pi}{T} nk$ .

В цьому випадку спостерігається симетрія частотної характеристики каналів на інтервалі  $[0, 2\pi/T]$  відносно його середини. Симетрія скорочує удвічі інтервал відтворюваних частот, що зменшує кількість арифметичних операцій і відповідно апаратурні витрати на реалізацію.

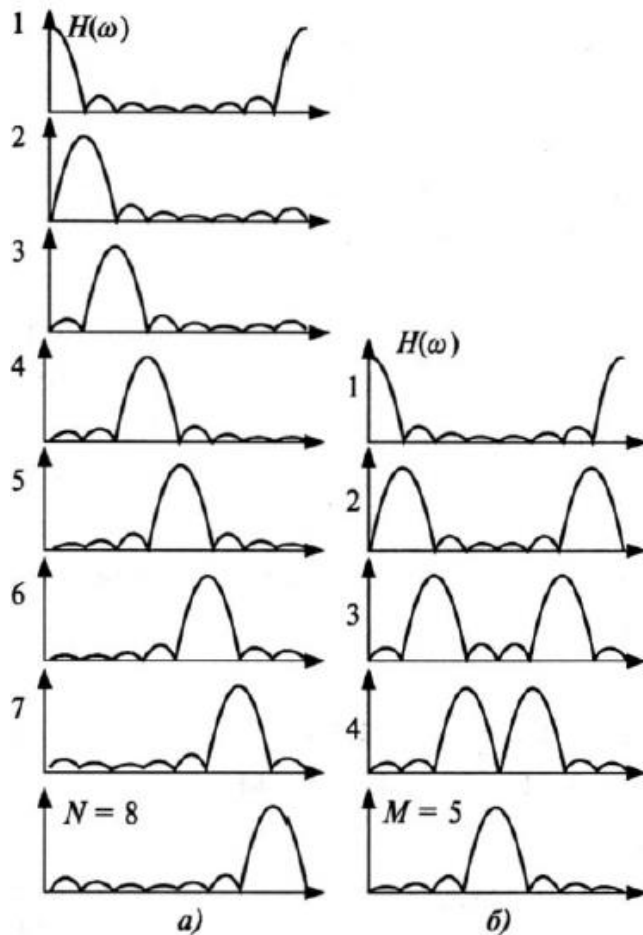


Рисунок 3.7 – ЧХ БДФ повного при  $N=8$  (а) і спрощеного  $M=5$  (б) варіантів побудови апаратури

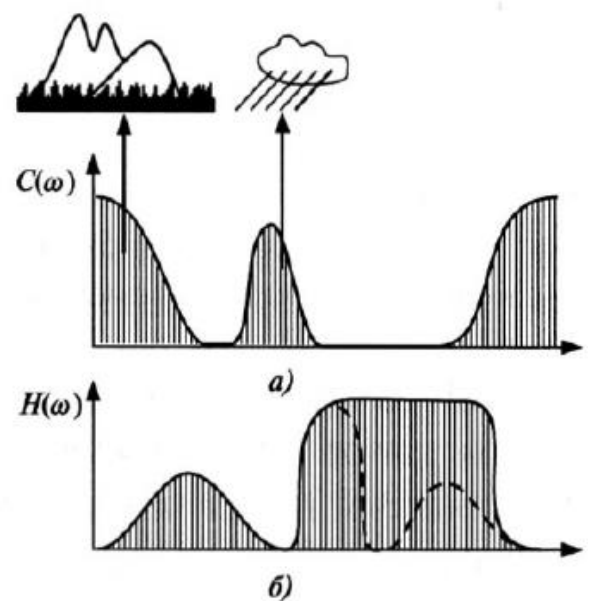


Рисунок 3.8 – Типові спектри пасивних перешкод і відповідна їм оптимальна ЧХ адаптивного БДФ

На рис. 3.7 наведено частотні характеристики багатоканального доплерівського фільтру повного (а) і спрощеного (б) варіантів побудови апаратури при  $N=8$ . У спрощеному варіанті  $M=5$ .

Типові спектри пасивних перешкод і відповідна до них оптимальна частотна характеристика адаптивного БДФ, обрана відповідно до теорії узгодженої фільтрації, відображено на рис. 3.7, *а, б*. На рис. 3.7, *б* пунктиром вказано частотну характеристику спрощеного варіанту багатоканального доплерівського фільтру, побудованого з використанням принципу частотної симетрії.

Тут слід відзначити особливості у селекції рухомих цілей в радіолокаційних станціях, встановлених на рухомих носіях. У звичайній системі СРЦ здійснюється компенсація нерухомих цілей. У разі руху носія РЛС використовуються дані навігаційної системи щодо положення вектору швидкості руху носія по відношенню до розташування предметів на місцевості. Так наприклад в кораблі, через його рух берег рухається відносно носія, тому необхідно знати швидкість руху носія, кут повороту променя по відношенню до курсу корабля, а також дані про кильові і бортові качки. Обчислювальний привід здійснює «дворіт» вектору пасивної перешкоди з урахуванням таких відомостей, а система селекції рухомих цілей працює у звичайному режимі приведення не білого шуму до білого.

Другий спосіб — це робота радіолокаційної станції з СРЦ в режимі з зовнішньою когерентністю. В цьому випадку в якості опорного коливання використовується сигнал опорного генератора, який налаштований по частоті сигнальною вибіркою ехо-сигналів, відбитих від рухомих за рахунок переміщення носія (наприклад літака) місцевих предметів, включаючи до свого складу доплерівське зміщення частоти викликане переміщенням носія.

### **3.2 Розробка підходів до синтезу удосконаленої системи придушення пасивних завад**

Оскільки всі оточуючі об'єкти місцевості для РЛС є пасивними перешкодами, і у кожного об'єкту буде своя частота доплера (яка відрізняється в залежності від різних погодних умов, а також при різній частоті роботи

радіолокаційної станції) доцільно буде використовувати адаптивну систему РЛС з оптимально підібраними фільтрами для різних видів перешкод. Підбираючи оптимальний фільтр необхідно аналізувати ефективність СРЦ, розглянемо коефіцієнт подавлення пасивної завади

$$K_{\Pi} = \frac{\int_0^{\infty} g_{\Pi}(f) df}{\int_0^{\infty} g_{\Pi}(f) |K(f)|^2 df}$$

з формули можна зробити висновок: коефіцієнт подавлення буде максимальним в тому випадку, коли вираз в знаменнику буде мінімальним (при  $\int_0^{\infty} g_{\Pi}(f) |K(f)|^2 df \rightarrow 0$ ;  $K_{\Pi} \rightarrow \infty$ ). Тобто, сигнал від пасивної перешкоди повинен бути мінімальним, щоб забезпечити виконання цієї умови необхідно, щоб зона режекції підбраного фільтру повністю співпадала зі спектром пасивної перешкоди. Тільки в цьому випадку коефіцієнт подавлення пасивної перешкоди буде максимальним.

Для оцінки ефективності роботи системи СДЦ крім згаданого раніше коефіцієнта подавлення перешкоди  $K_{\Pi}$  використовується також коефіцієнт поліпшення відношення сигналу до перешкоди при проходженні режекторного фільтру.

$$K_{C/\Pi} = \frac{P_{C.VIX}/P_{\Pi.VIX}}{P_{C.VX}/P_{\Pi.VX}}$$

Коефіцієнт поліпшення  $K_{C/\Pi}$ , який часто називають також коефіцієнтом підзавадової видимості, дозволяє більш повно оцінити ефективність роботи системи СДЦ і тому використовується в якості критерію раціонального вибору числа ланок і значень вагових коефіцієнтів трансверсального режекторного фільтру. З формули можна зробити висновок, що для досягнення найкращого виявлення та спостереження рухомої цілі в перешкодах необхідно намагатись забезпечити мінімальне значення сигналу від пасивної перешкоди.

При створенні адаптивної системи з оптимальним фільтрами необхідно щоб зона режекції фільтру повністю співпала зі спектром перешкоди, якщо АЧХ фільтру буде більшою за спектр завади – то ми можемо подавити



корисний сигнал від цілі разом зі спектром пасивних завад, що неприпустимо при виявленні низькошвидкісних цілей, а якщо амплітудно-частотна характеристика фільтру буде менше ніж спектр перешкоди – на індикаторі оператор буде спостерігати перешкоди, або мерехтіння від них, що погіршує виявлення цілей, а отже є поганим при контролю повітряного простору. Одним із способів забезпечення цієї умови є використання віконних функцій. Оскільки, спектр перешкоди має бічні пелюстки, які займають багато частоти та не несуть корисної інформації, їх можна позбутись за допомогою віконної функції [17].

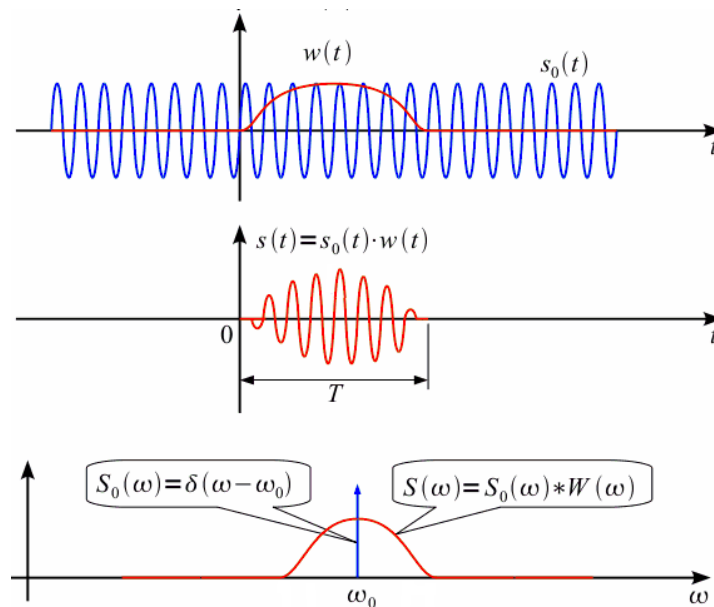


Рис.3.9 Гладка вагова функція

Віконна функція вирізає тільки необхідну частину сигналу від пасивної перешкоди, тобто після функції спектр завади буде мати тільки головну пелюстку (де знаходиться до 80% корисної інформації від перешкоди), що набагато спрощує підбирання оптимального фільтру, оскільки зона режекції, яку необхідно забезпечити, стає більш гострою (рис. 3.10).

Також даний метод дає вигоду в випадку спостереження малого сигналу поряд з великим. Оскільки, великий по амплітуді сигнал від перешкоди має значні бокові пелюстки, незначний корисний сигнал може бути непомітним знаходячись в великих бокових пелюстках від перешкоди.

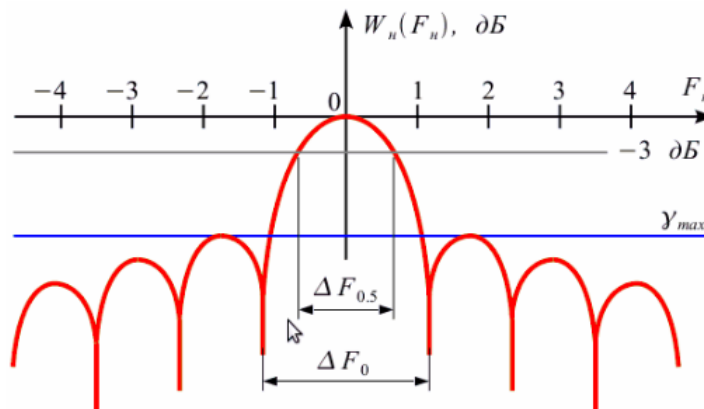


Рис.3.10 Нормована АЧХ віконної функції

Після використання віконної функції можливо позбавитись від значних бокових пелюсток перешкоди і тоді можливо окремо спостерігати незначний корисний сигнал, та великий від перешкоди, як це зображено на рис 3.2. Чим більше подавлення бокових пелюсток віконної функції – тим ширше виходить головна пелюстка, що призвело до використання різних віконних функцій.

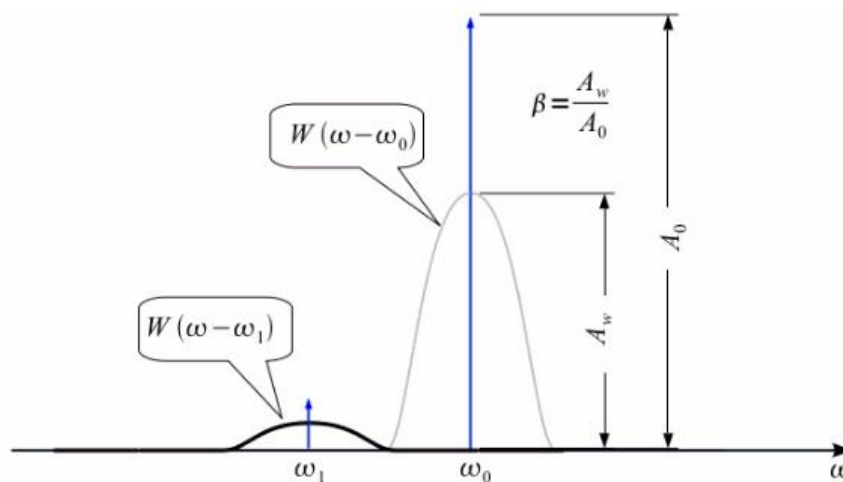


Рис.3.11 Слабкий сигнал не втрачений в бокових пелюстках

В таблиці 3.1 приведені приклади існуючих віконних функцій та значення подавлення, яке вони можуть забезпечити.

Таблиця 3.1 — Приклади віконних функцій

Назва віконної функції	Вираз в дискретному вигляді: $w(n), n = 0 \dots N - 1$	$\gamma_{max}$ , дБ
Прямокутне вікно	$w(n) = 1$	-13

Синус-вікно	$w(n) = \sin\left(\frac{\pi n}{N-1}\right)$	-23
Вікно Ланцоша	$w(n) = \text{sinc}\left(\frac{2n}{N-1} - 1\right)$	-26,4
Вікно Барлетта	$w(n) = 1 - \left \frac{n}{A} - 1\right , A = \frac{N-1}{2}$	-26,5
Вікно Ханна	$w(n) = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$	-31,5
Вікно Барлетта – Ханна	$w(n) = a_0 - a_1 \cdot \left \frac{n}{N-1} - 0.5\right  - a_2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right),$ $a_0 = 0.62, a_1 = 0.48, a_2 = 0.38$	-35,9
Вікно Хеммінга	$w(n) = 0.54 - 0.46 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$	-42
Вікно Блекмана	$w(n) = a_0 - a_1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cdot \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right),$ $a_0 = 0.42, a_1 = 0.5, a_2 = 0.08$	-58

### 3.3 Розробка алгоритму адаптації цифрової системи СРЦ

Необхідно провести порівняльний аналіз різних цифрових фільтрів, щоб обрати один, який забезпечить найкращу зону режекції, при найменшому порядку фільтру, для побудови на його основі бази режекторних фільтрів. Чим більше буде порядок фільтру – тим більше буде виконуватись затримка сигналу при його обробці, що є критичним для нас, оскільки радіолокаційна станція з СРЦ також виконує функцію виміру дальності до цілі, на основі різниці часу, яка необхідна сигналу щоб дійти до цілі та повернутись назад до РЛС, і кожний затриманий проміжок часу при обробці буде впливати на похибку при обчисленні відстані до цілі. Зона режекції буде обрана на основі

даних про доплерівські частоти від різних пасивних перешкод (наведених в таблиці 3.2).

Таблиця 3.2 — Значення математичного очікування частоти доплера для деяких заважаючих об'єктів навколишнього простору при різних частотах роботи РЛС

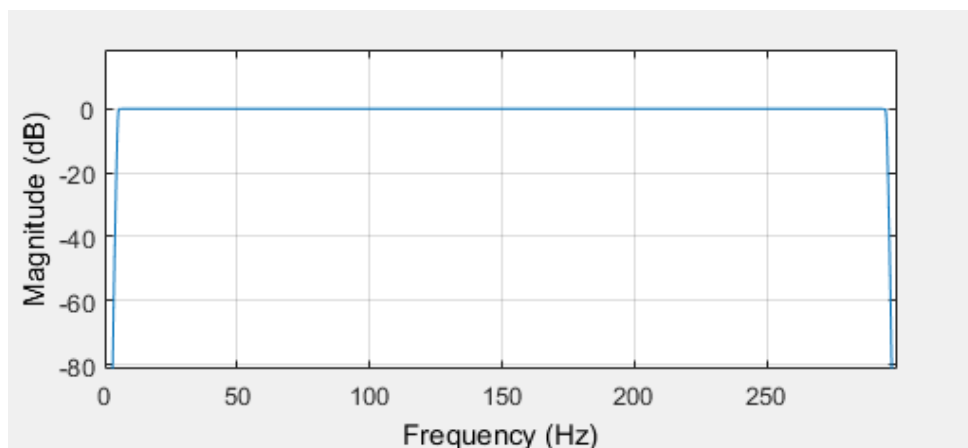
Види пасивних перешкод	M[F <sub>д</sub> ] для різної довжини хвилі сигналу РЛС (λ), Гц		
	1 м	0,1 м	0,01 м
Дерево (при слабкому вітрі 1-2 м/с)	4	41	419
Дерево (при сильному вітрі 8-15 м/с)	22	225	2261
Ліс (при слабкому вітрі 1-2 м/с)	3	29	287
Ліс (при сильному вітрі 8-15 м/с)	20	202	2018
Пагорби, вкриті лісом (при слабкому вітрі 1-2 м/с)	2.5	27	269
Пагорби, вкриті лісом (при сильному вітрі 8-15 м/с)	19	200	1949
Дощові хмари (при середньому вітрі 3-5 м/с)	8	83	824
Морська поверхня в вітряний день	16	160	1604
Хмара дипольних відбивачів λ/2 (при середньому вітрі 3-5 м/с)	9	91	926

Хмара дипольних відбивачів $\lambda/2$ (при сильному вітрі 8-15 м/с)	26	264	2622
Хмара аерозолію (при слабкому вітрі 1-2 м/с)	4	41	403
Хмара аерозолію (при сильному вітрі 8-15 м/с)	28	292	2919
Перешкоди у вигляді хмари стрічок (Chaff) (при слабкому вітрі)	3,5	37	377

Побудуємо цифровий фільтр Баттерворта, Чебишева I роду, Чебишева II роду та еліптичний для пасивної перешкоди: ліс (при слабкому вітрі 1-2 м/с), а також хмара дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с), що повинен забезпечувати зону режекції з подавленням до 80 дБ.

Отримані результати для лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с):

- фільтр Баттерворта



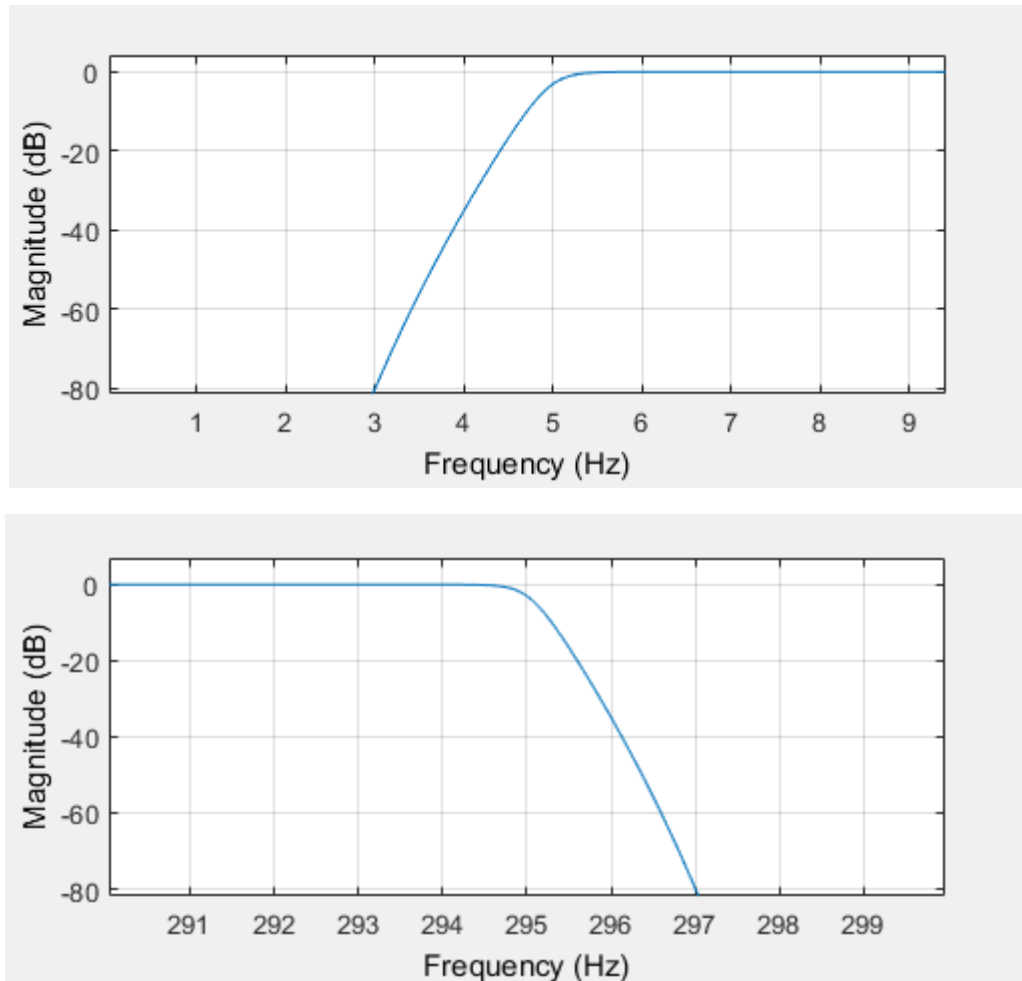


Рисунок 3.12 — Отримані АЧХ побудованого фільтру Баттерворта для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції фільтром Баттерворта потрібно створювати фільтр 36 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.13.

```

Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1 -2 1 1 -1.9881901802968489 0.99091866513388516
1 -2 1 1 -1.9705666754113662 0.97327097470200341
1 -2 1 1 -1.9540393710074728 0.95672098911805503
1 -2 1 1 -1.9390513251931096 0.94171237451900169
1 -2 1 1 -1.9259839697318859 0.92862708612480738
1 -2 1 1 -1.9151542878954724 0.91778254221786704
1 -2 1 1 -1.9068141371515839 0.9094309459014831
1 -2 1 1 -1.9011508524849012 0.90375988924875306
1 -2 1 1 -1.8982883836665585 0.90089349213278302

```

```

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  2  1  1  1.9881901802968487  0.99091866513388505
1  2  1  1  1.970566675411366   0.9732709747020033
1  2  1  1  1.9540393710074724   0.9567209891180547
1  2  1  1  1.9390513251931092   0.94171237451900136
1  2  1  1  1.9259839697318852   0.92862708612480693
1  2  1  1  1.9151542878954717   0.91778254221786637
1  2  1  1  1.9068141371515834   0.90943094590148255
1  2  1  1  1.9011508524849006   0.90375988924875239
1  2  1  1  1.8982883836665576   0.90089349213278236

```

Рисунок 3.13 — Розраховані коефіцієнти побудованого фільтру Баттерворта для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

- фільтр Чебишева I роду

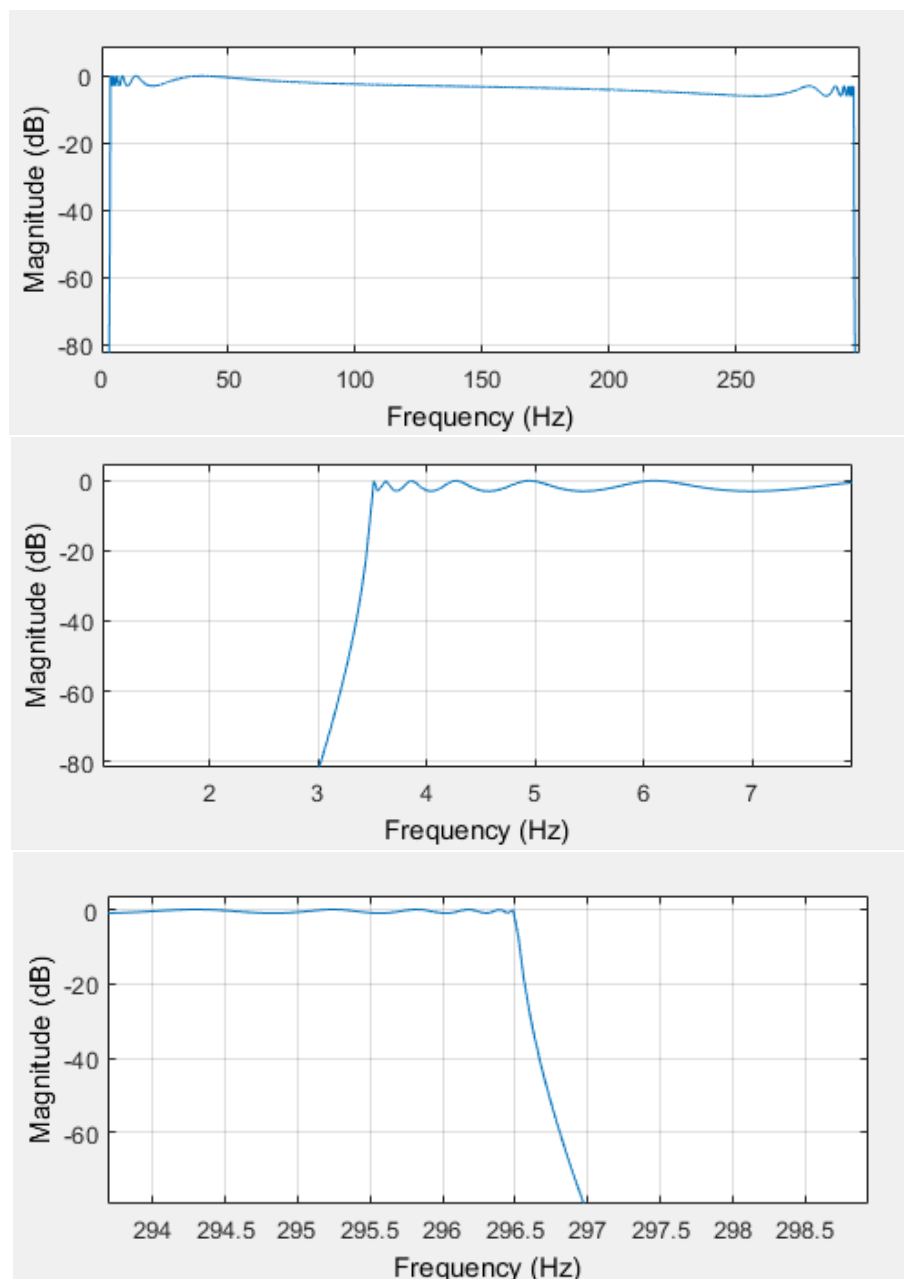


Рисунок 3.14 — Отримані АЧХ побудованого фільтру Чебишева I роду для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції фільтром Чебишева I роду потрібно створювати фільтр 38 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.15.

```

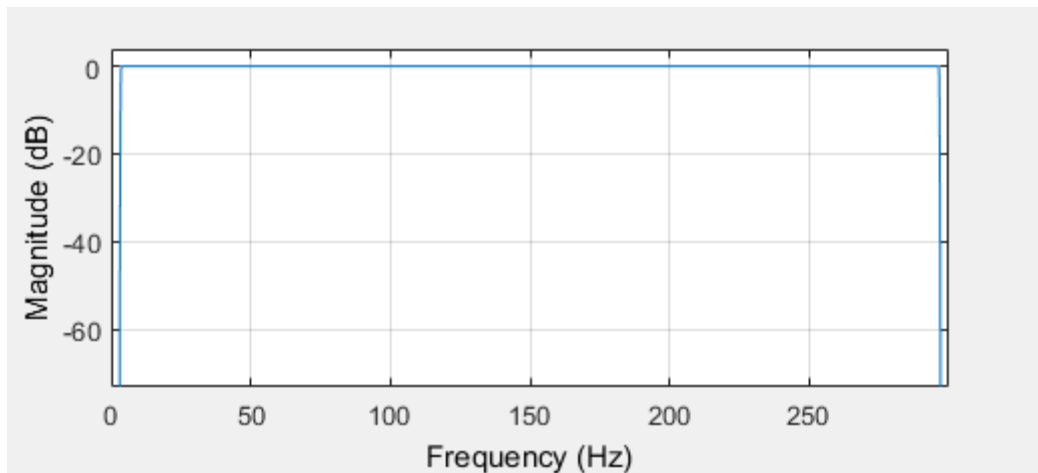
Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1  2  1  1  1.998368040152372  0.99971734534735079
1  2  1  1  1.9976869485776576  0.99911235533740272
1  2  1  1  1.9967774123683608  0.9983735481172028
1  2  1  1  1.9954450559789916  0.99735291738247067
1  2  1  1  1.9932980190808296  0.99576372176422223
1  2  1  1  1.9894162598812426  0.99294201358311396
1  2  1  1  1.9811672793692867  0.98699605865102913
1  2  1  1  1.9583026440974798  0.97056915391925913
1  2  1  1  1.8495138935636635  0.89248372668076292
1  1  0  1  0.43450613269148258  0

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  -2  1  1  -1.998368040152372  0.99971734534735079
1  -2  1  1  -1.9976869485776578  0.99911235533740272
1  -2  1  1  -1.9967774123683608  0.9983735481172028
1  -2  1  1  -1.9954450559789916  0.99735291738247067
1  -2  1  1  -1.9932980190808296  0.99576372176422223
1  -2  1  1  -1.9894162598812426  0.99294201358311407
1  -2  1  1  -1.9811672793692867  0.98699605865102913
1  -2  1  1  -1.95830264409748  0.97056915391925924
1  -2  1  1  -1.8495138935636635  0.89248372668076292
1  -1  0  1  -0.43450613269148319  0

```

Рисунок 3.15 — Розраховані коефіцієнти побудованого фільтру Чебишева I роду для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

- фільтр Чебишева II роду





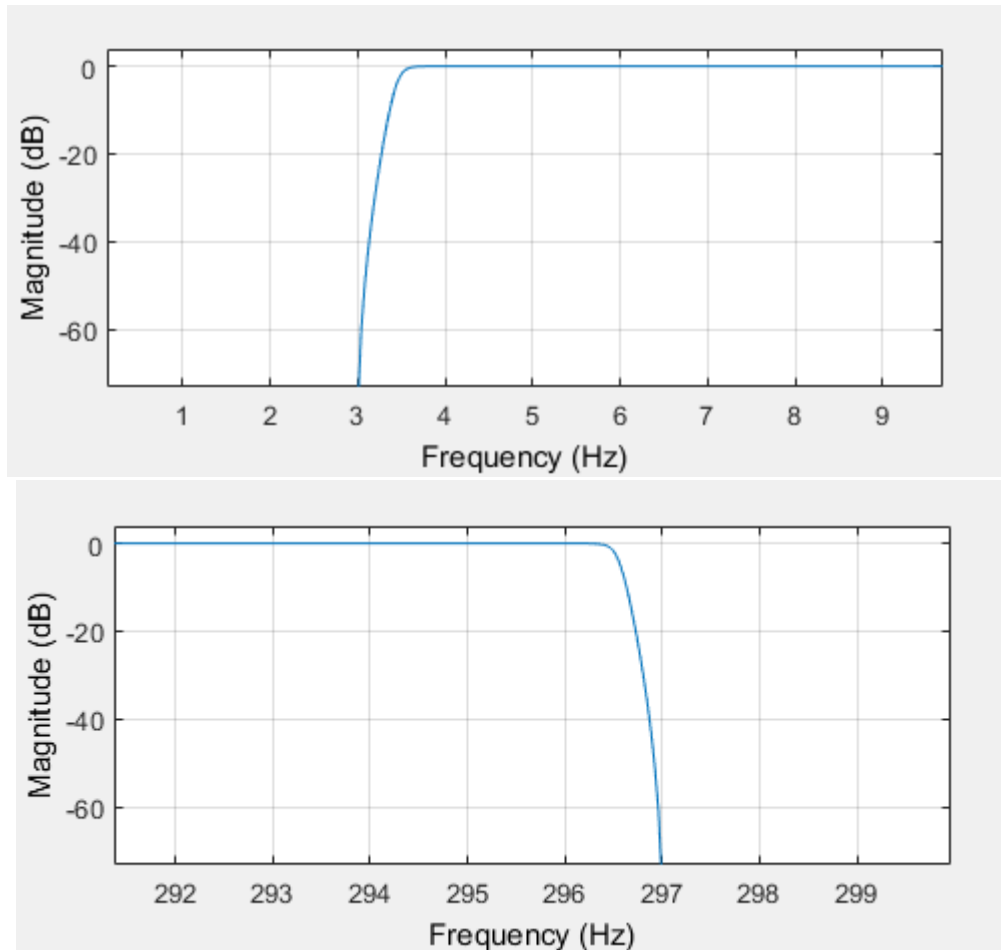


Рисунок 3.16 — Отримані АЧХ побудованого фільтру Чебишева II роду для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції фільтром Чебишева II роду потрібно створювати фільтр 36 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.17.

```

Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1  -1.9990206153527819  1  1  -1.9955311709481223  0.99683850730900925
1  -1.9990792138893023  1  1  -1.9893956216772539  0.99064058555319856
1  -1.999189347760747  1  1  -1.9836299796299484  0.98476199025950073
1  -1.9993377403167809  1  1  -1.9783922848589786  0.97937438469138394
1  -1.9995064994875535  1  1  -1.9738193669265967  0.97463252283329971
1  -1.9996752729011142  1  1  -1.9700253669713379  0.97067062040886554
1  -1.9998237015211529  1  1  -1.9671011689421296  0.96759941685225337
1  -1.9999338764030712  1  1  -1.965114433083442  0.96550389364623723
1  -1.9999925017072779  1  1  -1.9641099319714102  0.96444160855713523

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  1.9990206153527819  1  1  1.9955311709481223  0.99683850730900925
1  1.9990792138893023  1  1  1.9893956216772539  0.99064058555319856
1  1.999189347760747  1  1  1.9836299796299484  0.98476199025950073
1  1.9993377403167809  1  1  1.9783922848589786  0.97937438469138394
1  1.9995064994875535  1  1  1.9738193669265971  0.97463252283329993
1  1.9996752729011142  1  1  1.9700253669713379  0.97067062040886554
1  1.9998237015211529  1  1  1.9671011689421296  0.96759941685225337
1  1.9999338764030712  1  1  1.965114433083442  0.96550389364623723
1  1.9999925017072779  1  1  1.9641099319714102  0.96444160855713523

```

Рисунок 3.17 — Розраховані коефіцієнти побудованого фільтру Чебишева II роду для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

- Еліптичний фільтр

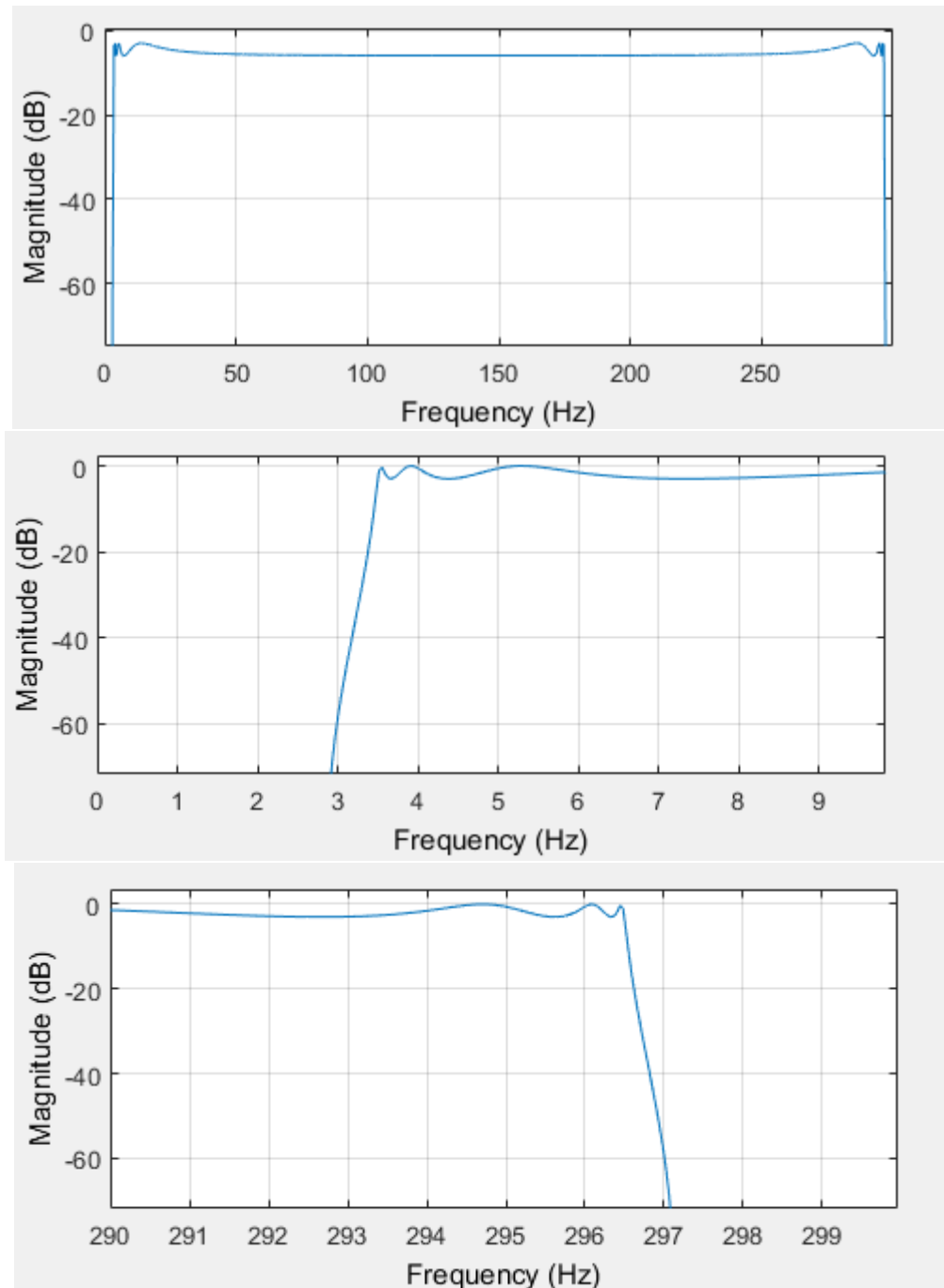


Рисунок 3.18 — Отримані АЧХ побудованого еліптичного фільтру для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції за допомогою еліптичного фільтру потрібно створювати фільтр 8 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.19.

```

Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1  1.9999795803231575  1  1  1.9095905647950391  0.91786279920862013
1  1.9998842870858122  1  1  1.9904996307832958  0.99242633389854529

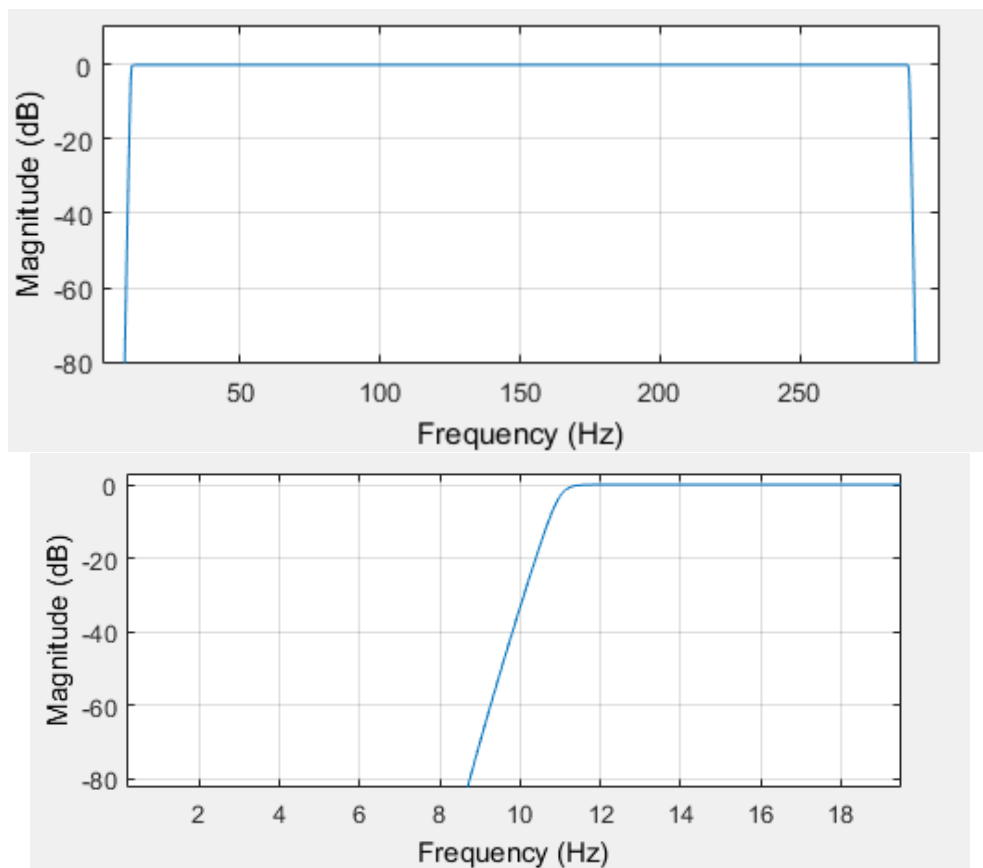
Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  -1.9999795803231575  1  1  -1.9095905647950393  0.91786279920862046
1  -1.9998842870858122  1  1  -1.9904996307832958  0.99242633389854529

```

Рисунок 3.19 — Розраховані коефіцієнти побудованого еліптичного фільтру для зони режекції лісу (при слабкому вітрі 1-2 м/с)

Отримані результати для хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с):

- фільтр Баттерворта



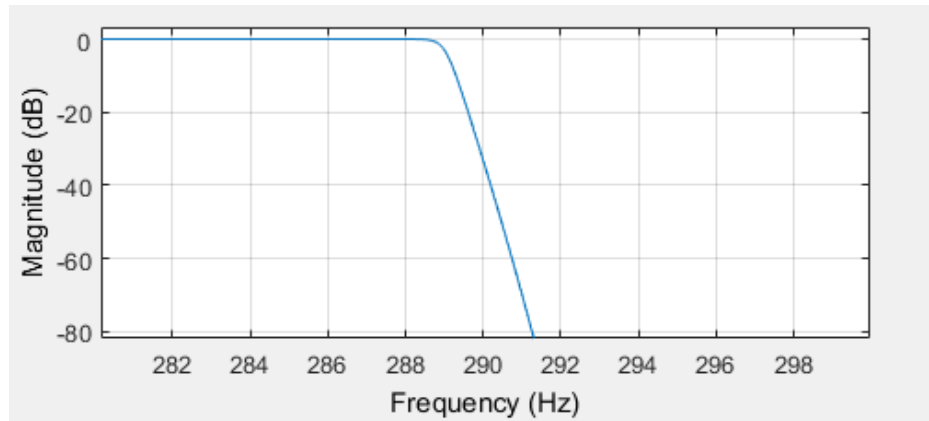


Рисунок 3.20 — Отримані АЧХ побудованого фільтру Баттерворта для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції фільтром Баттерворта потрібно створювати фільтр 38 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.21.

```

Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1  2  1  1  1.9680657636026051  0.98119561131022381
1  2  1  1  1.9322269697608234  0.94511772083159717
1  2  1  1  1.8990661639528899  0.91173568444378528
1  2  1  1  1.8692366025587142  0.88170711669243707
1  2  1  1  1.8432574945254534  0.85555469040001808
1  2  1  1  1.8215299228960724  0.83368216441401655
1  2  1  1  1.8043538530080274  0.8163915052749332
1  2  1  1  1.7919441133548224  0.80389897469331972
1  2  1  1  1.7844439141463633  0.79634873829849973
1  1  0  1  0.89096749997187574  0

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  -2  1  1  -1.9680657636026051  0.98119561131022381
1  -2  1  1  -1.9322269697608236  0.94511772083159729
1  -2  1  1  -1.8990661639528899  0.91173568444378539
1  -2  1  1  -1.8692366025587142  0.88170711669243718
1  -2  1  1  -1.8432574945254534  0.8555546904000183
1  -2  1  1  -1.8215299228960726  0.83368216441401677
1  -2  1  1  -1.8043538530080274  0.81639150527493309
1  -2  1  1  -1.7919441133548224  0.80389897469331961
1  -2  1  1  -1.7844439141463635  0.79634873829849995
1  -1  0  1  -0.89096749997187585  0

```

Рисунок 3.21 — Розраховані коефіцієнти побудованого фільтру Баттерворта для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

- фільтр Чебишева I роду

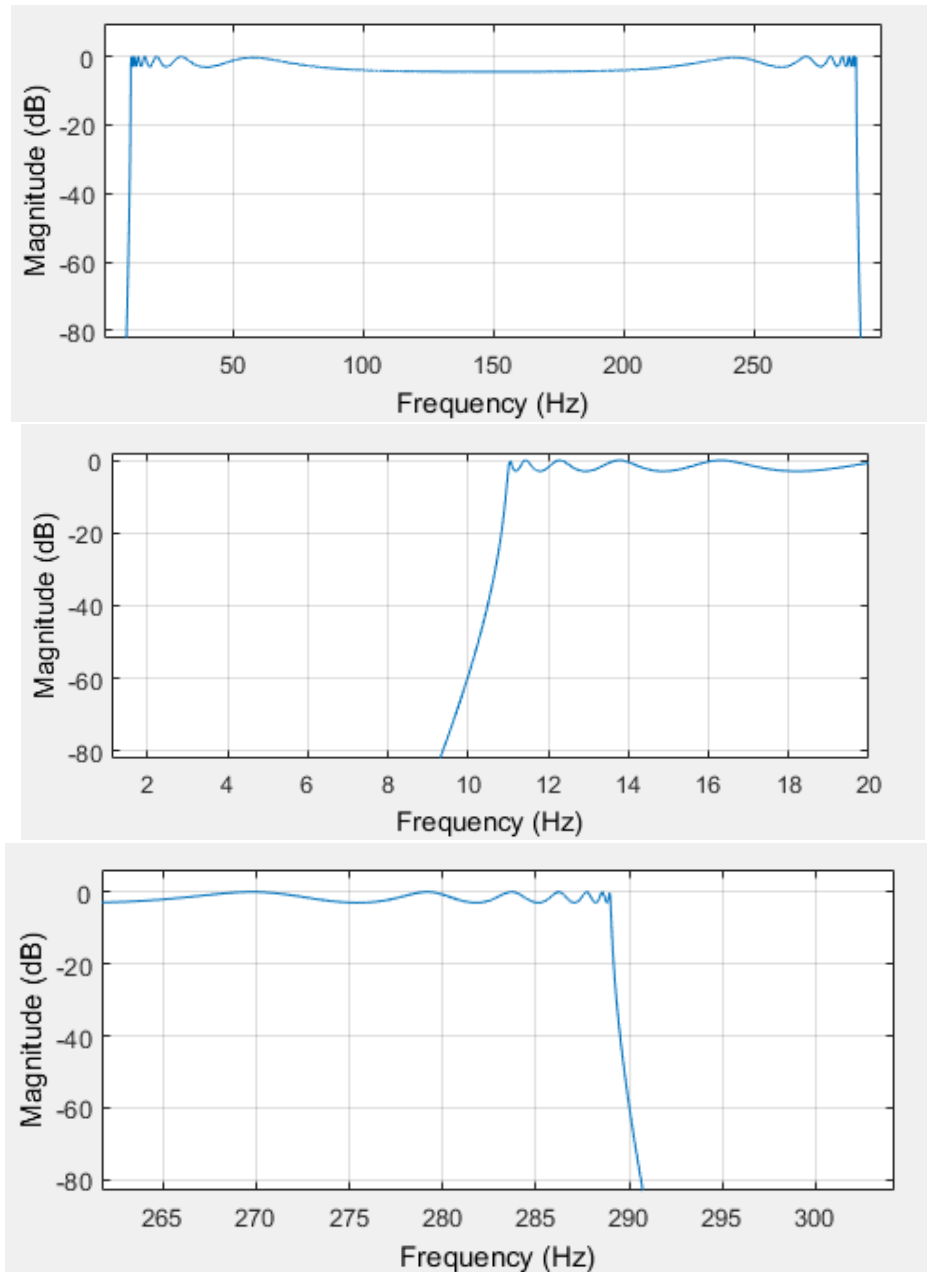


Рисунок 3.22 — Отримані АЧХ побудованого фільтру Чебишева I роду для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції фільтром Чебишева I роду потрібно створювати фільтр 32 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.23.

```

Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1  2  1  1  1.9854150992471056  0.99874842693398458
1  2  1  1  1.9816057629839618  0.99599878614156534
1  2  1  1  1.9754788860488846  0.99237319512914379
1  2  1  1  1.9648365624820883  0.98671064218157456
1  2  1  1  1.9440646935910553  0.97620609246974865
1  2  1  1  1.8952610736265263  0.95204278706372103
1  2  1  1  1.7365339457519211  0.87401129096355468
1  2  1  1  0.8362526452310457  0.43211173183618712

```

```

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  -2  1  1  -1.9854150992471056  0.99874842693398458
1  -2  1  1  -1.9816057629839618  0.99599878614156534
1  -2  1  1  -1.9754788860488848  0.99237319512914379
1  -2  1  1  -1.9648365624820883  0.98671064218157456
1  -2  1  1  -1.9440646935910553  0.97620609246974865
1  -2  1  1  -1.8952610736265263  0.95204278706372103
1  -2  1  1  -1.7365339457519215  0.87401129096355479
1  -2  1  1  -0.83625264523104637  0.43211173183618734

```

Рисунок 3.23 — Розраховані коефіцієнти побудованого фільтра Чебишева I роду для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

- фільтр Чебишева II роду

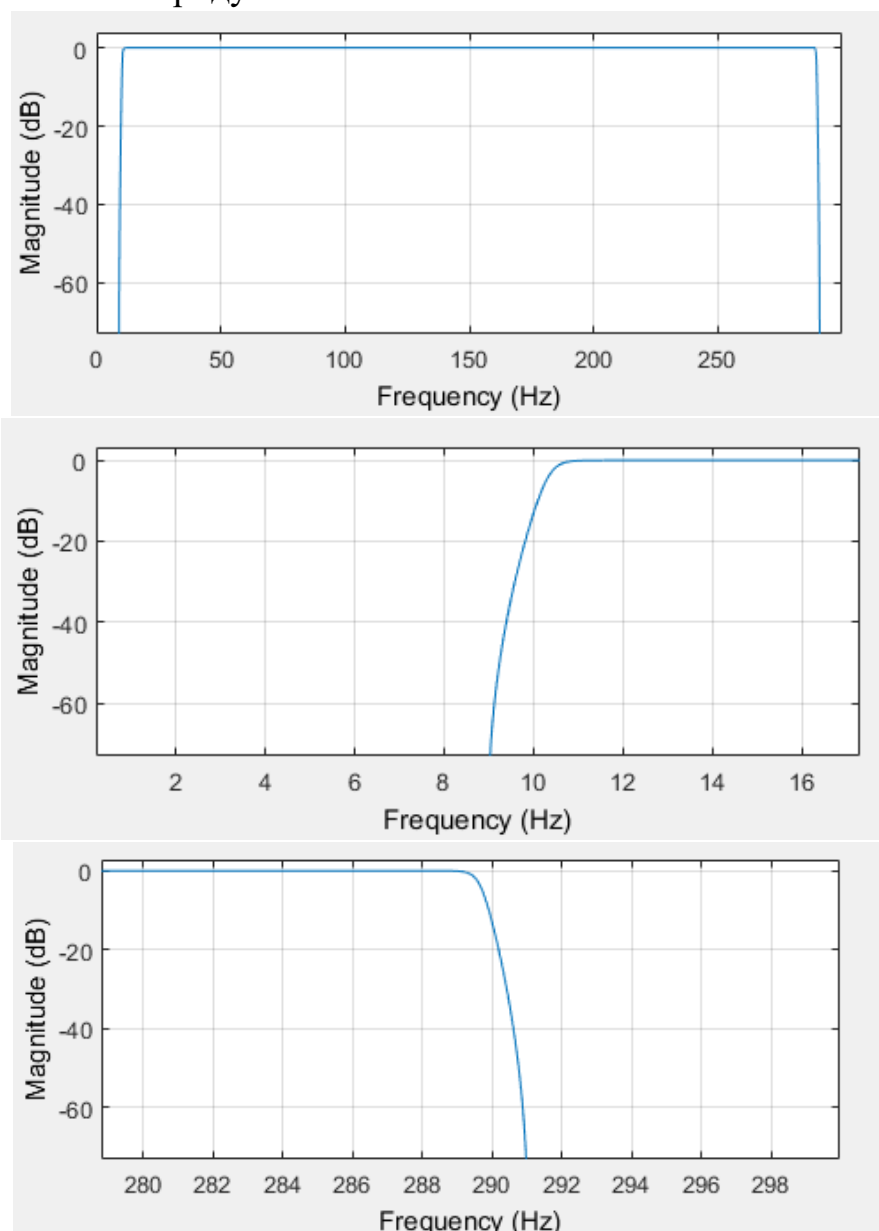


Рисунок 3.24 — Отримані АЧХ побудованого фільтра Чебишева II роду для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції фільтром Чебишева II роду потрібно створювати фільтр 36 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.25.

```

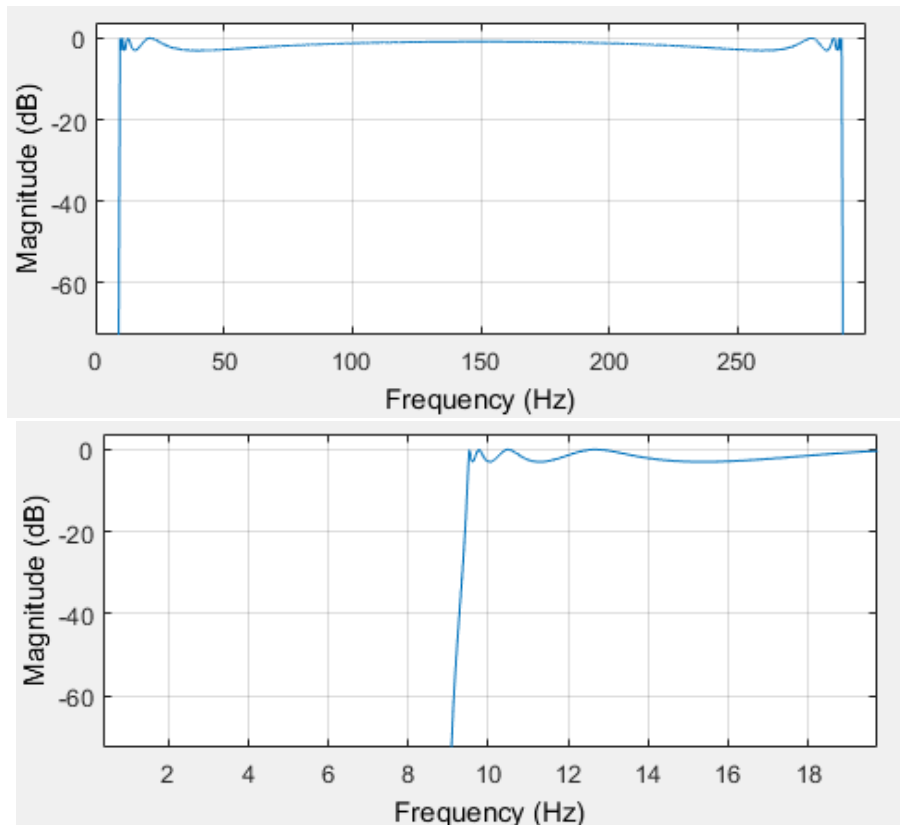
Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1 -1.9911912044555879 1 1 -1.9788500594744942 0.99056384656392116
1 -1.9917172820135542 1 1 -1.9611447392615073 0.9722326492394584
1 -1.9927063597479013 1 1 -1.945017660465189 0.955043522179995
1 -1.9940397158876666 1 1 -1.9307967593992654 0.93945159119116595
1 -1.9955570350942002 1 1 -1.9187158053509454 0.92585104780449523
1 -1.9970755075854727 1 1 -1.9089303379673803 0.91457233873733235
1 -1.9984117839461959 1 1 -1.9015358102709616 0.90588069772793811
1 -1.9994041824358852 1 1 -1.8965853610496037 0.89997542051935431
1 -1.999932427464455 1 1 -1.8941050731560027 0.89698951193800092

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1 1.9911912044555879 1 1 1.9788500594744942 0.99056384656392116
1 1.9917172820135542 1 1 1.9611447392615073 0.9722326492394584
1 1.9927063597479013 1 1 1.945017660465189 0.955043522179995
1 1.9940397158876666 1 1 1.9307967593992654 0.93945159119116595
1 1.9955570350942002 1 1 1.9187158053509454 0.92585104780449523
1 1.9970755075854727 1 1 1.9089303379673803 0.91457233873733235
1 1.9984117839461959 1 1 1.9015358102709616 0.90588069772793811
1 1.9994041824358852 1 1 1.8965853610496037 0.89997542051935431
1 1.999932427464455 1 1 1.8941050731560027 0.89698951193800092

```

Рисунок 3.25 — Розраховані коефіцієнти побудованого фільтру Чебишева II роду для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

- Еліптичний фільтр



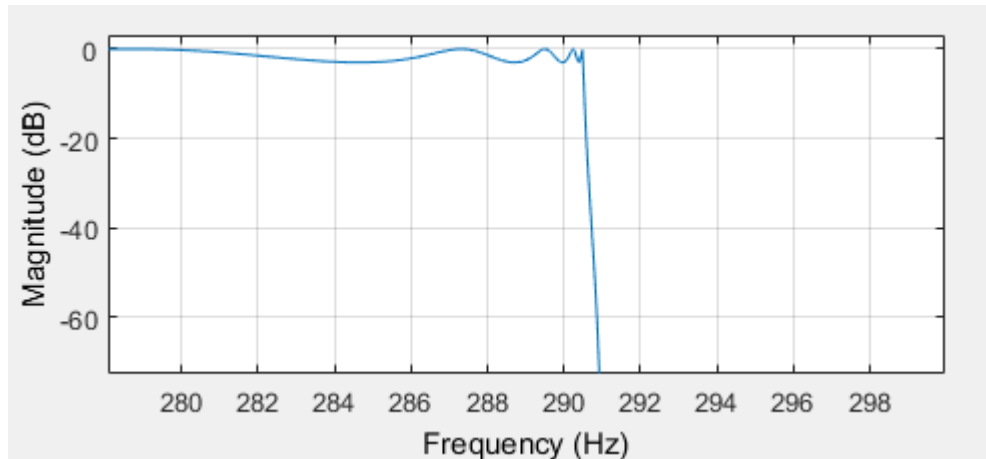


Рисунок 3.26 — Отримані АЧХ побудованого еліптичного фільтру для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

Щоб забезпечити необхідну зону режекції за допомогою еліптичного фільтру потрібно створювати фільтр 8 порядку. Розраховані коефіцієнти фільтру представлені на рис. 3.27.

```

Stage #1: df2sos
SOS Matrix:
1  1.9998846664774719  1  1  1.7730782062965391  0.81690322645134772
1  1.999346507761165  1  1  1.9713313849793936  0.9821334663619441

Stage #2: df2sos
SOS Matrix:
1  -1.9998846664774719  1  1  -1.7730782062965396  0.81690322645134805
1  -1.999346507761165  1  1  -1.9713313849793939  0.98213346636194421

```

Рисунок 3.27 — Розраховані коефіцієнти побудованого еліптичного фільтру для зони режекції хмари дипольних відбивачів  $\lambda/2$  (при середньому вітрі 3-5 м/с)

З отриманих результатів очевидно, що найкращим варіантом для реалізації системи фільтрів є еліптичний фільтр, достатньо еліптичного фільтру 8 порядку для забезпечення режекції в необхідному діапазоні частот, в той же час використовуючи фільтр Баттерворта або Чебишева I та II роду, довелося обирати фільтр набагато більшого порядку.

Аналізуючи дані з таблиці 3.2 можна зробити висновок, що існують близькі за значенням  $M[F_d]$  пасивні завади, наприклад при подавленні дерева при слабкому вітрі та лісу при слабкому вітрі, можна використовувати один і той же створений фільтр СРЦ, а отже можливо згрупувати дані по частоті доплера від всіх пасивних завад, і створити еліптичний фільтр для кожної



групи. Таким чином формується база режекторних фільтрів з п'яти груп відповідно до значень  $F_d$  пасивних завад, а тому необхідно побудувати всього п'ять фільтрів для забезпечення універсальної системи фільтрів з можливістю адаптації системи селекції рухомих цілей до всіх можливих умов роботи з пасивними перешкодами.

Дослідивши теоретичних підходів до побудови систем подавлення пасивних перешкод роботі РЛС, було визначено, що найкращий шлях до удосконалення системи боротьби з пасивними перешкодами – це підвищити ефективність системи СРЦ та адаптувати її до роботи з різними типами пасивних перешкод. Здійснивши розробку цифрової системи селекції рухомих цілей на базі цифрових режекторних фільтрів, для чого був проведений порівняльний аналіз режекторних цифрових фільтрів Баттерворта, Чебишева I роду, Чебишева II роду, еліптичних для типових об'єктів формування пасивної перешкоди, за результатами аналізу було визначено, що найбільш ефективний для системи СРЦ є еліптичний цифровий режекторний фільтр 8 порядку, можна розробити алгоритм адаптації системи СРЦ до дій різнорідних пасивних перешкод зі збереженням заданої ефективності роботи  $K_{\text{пп}} \geq 80\text{дБ}$ , який зображено на рис. 3.28.

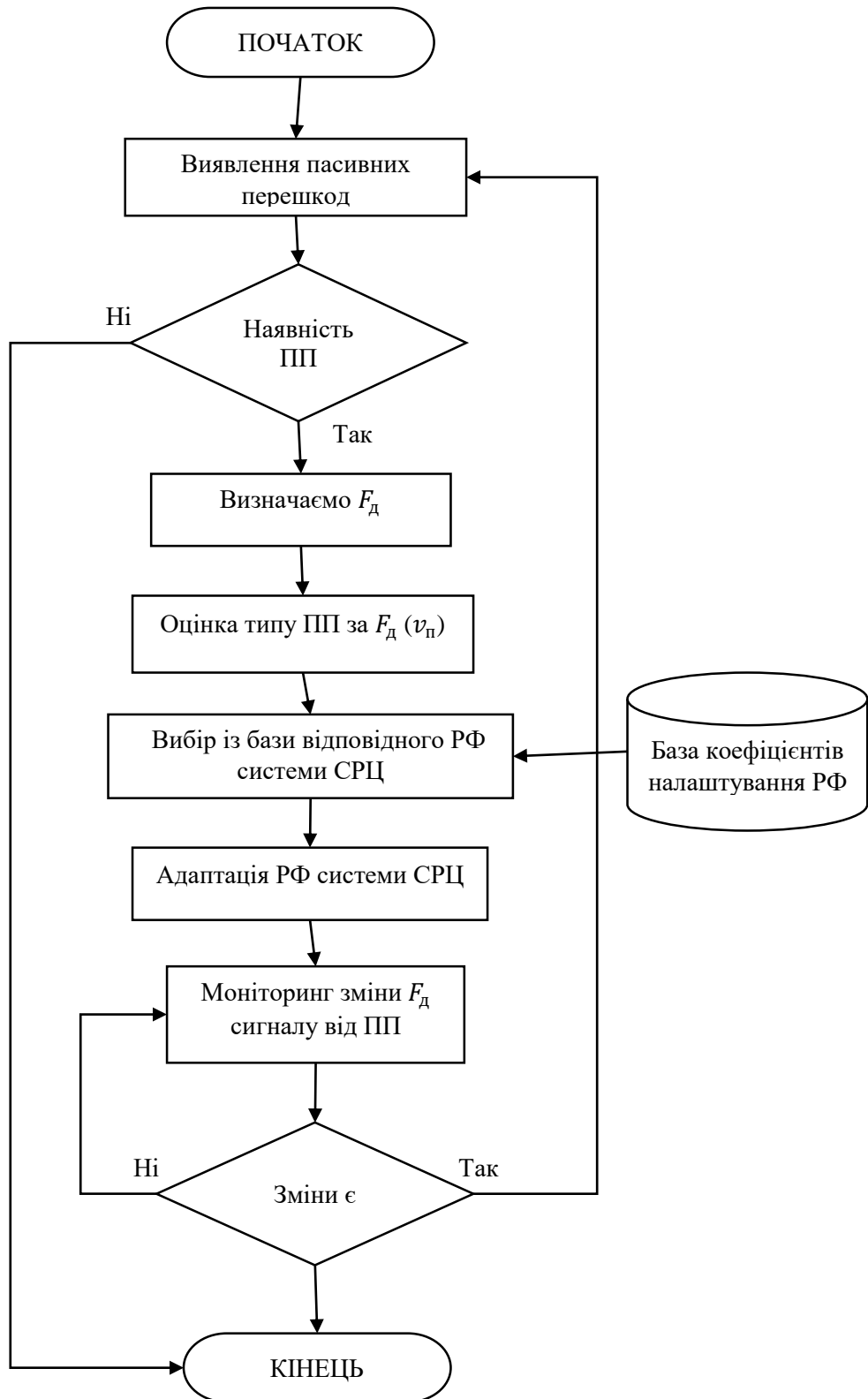


Рисунок 3.28 — Блок-схема алгоритму адаптації системи селекції рухомих цілей до дій різнорідних пасивних перешкод

## 4. СТАРТАП-ПРОЕКТ

Даний розділ має на меті проведення маркетингового аналізу стартап проекту для визначення принципової можливості його ринкового впровадження та можливих напрямів реалізації цього впровадження.

### 4.1 Опис ідеї проекту

В межах цього підрозділу аналізується зміст ідеї, можливі напрямки застосування, основі вигоди які може отримати користувач товару та відмінності від існуючих аналогів та замінників.

Таблиця 4.1 — Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Розробка алгоритму селекції рухомих цілей в сучасних радіолокаційних засобах контролю повітряного простору	Військові та громадські установи, компанії, що виготовляють та надають послуги виявлення повітряних цілей в повітряному просторі, для подальшого зв'язку, знищення або вивчення літальних апаратів.	Новий та відносно інших приладів, дешевий метод виявлення низькошвидкісних літальних апаратів для будь-якої мети.

Конкуренти в даній сфері вже існують. Проте вони виконують функцію виявлення низькошвидкісних цілей набагато гірше, апаратура для подібних робіт коштує дорожче, якість отриманого результату гірша. Є інші методи

вирішення проблеми, такі, які використовують конкуренти, але вони програють в багатьох показниках. Алгоритм розроблений в магістерській роботі дозволяє оптимізувати кількість обладнання та отримати кращі результати.

Таблиця 4.2 — Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ п/п	Техніко- економічні характеристики ідеї	Товари конкуrentів		W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конкурент			
1	Простота		✓		✓	
2	Дешевизна	✓				✓
3	Швидкодія	✓				✓

#### 4.2 Технологічний аудит ідеї проекту

В межах даного підрозділу проводиться аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею проекту. Для реалізації цього проекту потрібно вибрати технологію створення базових станцій.

Таблиця 4.3 — Технологічна здійсненність проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технології	Доступність технології
1	Алгоритм селекції рухомих	Huawei	Так	Так
2		ZTE	Так	Так

3	низькошвидкісних цілей	Cisco	Так	Так
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: MATLAB				

Обрано Huawei, оскільки він дозволяє розробити весь запланований функціонал, враховуючи параметр ціна/якість.

### 4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

В межах даного підрозділу проводиться визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту. Визначення ринкових можливостей дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 4.4 — Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	3
2	Загальний обсяг продаж, ум. од.	Невідомий
3	Динаміка ринку	Зростає
4	Наявність обмежень для входу	Невідома
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Існують
6	Середня норма рентабельності в галузі, %	Невідома

За результатами аналізу важно зробити висновок щодо привабливості для входження за попереднім оцінюванням, проте ринкові тенденції кажуть про доцільність впровадження даного проекту.

Визначимо потенційні групи клієнтів.

Таблиця 4.5 — Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Бажання держави та приватних компаній вести безперебійний та якісний контроль літальних апаратів на всій території України для забезпечення безпеки та виконання державних вимог.	Компанії, що надають послуги контролю повітряного простору	Використання послуг від фірми конкурента	Якість, швидкість, адаптивність

Проведемо аналіз ринкового середовища: складемо таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають.

Таблиця 4.6 — Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Перехід до конкурента, який надає дану послугу.	Дуже мала кількість українських компаній вже надають цю послугу в певних регіонах. Та за бажанням клієнта, він може змінити	Впровадження технології в найближчий проміжок

		постачальника цих послуг.	часу.
--	--	---------------------------	-------

Таблиця 4.7 — Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Збільшення швидкості і якості надання послуг	Нові технології дозволяють збільшити швидкість та якість виявлення малошвидкісних літальних апаратів.	Невідома

Проведемо аналіз пропозиції: визначимо загальні риси конкуренції на ринку.

Таблиця 4.8 — Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
За характером конкурентних переваг цінова	Товар даного підприємства має дуже високу вартість	Значний
За рівнем конкурентної боротьби – національне	Дане підприємство відомо по усьому світу	Значний
За галузевою ознакою – внутрішньогалузева	Конкуренція виконується в рамках однієї галузі	Значний

Проведемо більш детальний аналіз умов конкуренції у галузі.

Таблиця 4.9 — Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	Huawei, Cisco	Державні підприємства	Невідомо	Невідомо	Невідомо
Висновки	Подібного ПЗ, яке розроблене в проекті, немає ні в кого	Є можливість виходу на ринок	Невідомо	Невідомо	Невідомо

За результатами аналізу можна зробити висновок, що працювати на даному ринку можна незважаючи на конкурентну ситуацію. Для поширення продукту він повинен володіти рядом факторів, які відрізняють його від існуючого конкурента.

Перелічимо фактори конкурентоспроможності

Таблиця 4.10 — Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Якість	Дана розробка дає можливість контролювати переміщення малошвидкісних літальних апаратів навіть на фоні значних пасивних завод.
2	Дешевизна	Технологія недорога і здешевлює наявні зараз способи вирішення проблеми



		масового використання малошвидкісних літальних апаратів (безпілотний літак, дрон, квадрокоптер, метеозонд і т.д.).
--	--	--

Проведемо SWOT-аналіз

З огляду на SWOT-аналіз можна прийти до висновку що нема потреби розробляти альтернативи ринкового впровадження цього проекту.

Таблиця 4.11 — SWOT-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Простота Якість Швидкодія	Слабкі сторони: Великі розміри та потреба в незначному навчанні обслуговуючого персоналу
Можливості: Залучення нових клієнтів Збільшення прибутку	Загрози: Перехід клієнтів до конкурентів під час відсутності впровадженої технології

#### 4.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку, а саме опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 4.12 — Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Клієнти, користувачі	Готові	Високий	Висока	Важко, пороте

	мобільного інтернету				існує база
Які цільові групи обрано: Державні організації та приватні установи.					

Для роботи в обраних сегментах ринку сформулюємо базову стратегію розвитку.

Таблиця 4.13 — Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія ринку
1	Диференційований маркетинг	Простота, дешевизна, якість послуг, унікальність роботи адаптивного контролю повітряного простору в залежності від потужності пасивних завад.	Стратегія спеціалізації

Виберемо конкурентну поведінку

Таблиця 4.14 — Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопроходцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих товару конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики	Стратегія конкурентної поведінки
1	Ні	Ні	Так	Заняття конкурентної ніші

#### 4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Сформуємо маркетингову концепцію товару, який отримає споживач

Таблиця 4.15 — Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Невідома	Вільний доступ до товару	Невідома	Вільний доступ до товару

Розробимо концепцію маркетингових комунікацій

Таблиця 4.16 — Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Невідома	Інтернет, телефон	Можливості проекту	Донести про наявність услуги	Донесення клієнту про переваги

Висновки за розділом:

За результатами проведеного аналізу можна зробити висновок, що є можливість ринкової комерціалізації проекту оскільки на ринку є значний попит на таку продукцію. Дану технологію (алгоритм) можна продавати конкурентам поза межами країни, продукт чекає надзвичайний попит, що дозволяє поставити вигідну ціну і отримати великий прибуток, а також в

подальшому можна розвивати адаптивну систему, що призведе до подальшого розвитку та збільшення капіталізації проекту.

## **5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

Оскільки темою магістерської дисертації є алгоритм селекції рухомих цілей в сучасних радіолокаційних засобах контролю повітряного простору, то найбільш доцільно буде розглянути питання, пов'язані з аналізом і оцінкою небезпечних та шкідливих чинників при використанні засобів обчислювальної техніки, а також при роботі з електронними та обчислювальними пристроями в науково-дослідній лабораторії при розробці програмного забезпечення.

В цьому розділі запропоновані технічні рішення і організаційні заходи безпеки і гігієни праці і виробничої санітарії, а також визначені основні заходи з безпеки в надзвичайних ситуаціях.

### **5.1. Визначення основних потенційно небезпечних та шкідливих виробничих чинників**

До потенційно небезпечних та шкідливих для життя і здоров'я людини чинників, що виникають під час виконання науково-дослідницької роботи:

- можливість ураження електричним струмом;
- невиконання санітарних умов мікроклімату на робочому місці;
- недостатня освітленість робочої зони;
- виробничий шум;
- небезпечний склад повітря;
- електростатичні поля, параметри яких небезпечні для життя;
- наявність електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону;
- виникнення пожежо- та вибухонебезпечних ситуацій.

### **5.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії**

### **5.2.1 Захист персоналу від негативного впливу електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону**

Відомо, що електромагнітне випромінювання при інтенсивності, що перевищує норми, може викликати в організмі людини певні функціональні й морфологічні зміни, які призводять у ряді випадків до професійних захворювань. Електромагнітна енергія НВЧ діапазону викликає зміни в складі крові. Тривалий систематичний вплив на організм людини електромагнітної енергії НВЧ діапазону при інтенсивності вище допустимої може привести до функціональних змін, у першу чергу в нервовій системі. Вони проявляються у вигляді головного болю, порушенні сну, підвищеній стомлюваності, дратівливості та ін. Поля НВЧ з інтенсивністю значно нижче теплового порога можуть викликати виснаження нервової системи. Зміни в роботі серцево-судинної системи, гіпотонії, брадикардії, а також змін у печінці й селезінці. Ці впливи підсилюються із підвищенням частоти.

Функціональні порушення, які викликані біологічною дією електромагнітних полів, мають здатність накопичуватися в організмі, але є оборотними, якщо виключити вплив опромінювання й поліпшити умови праці. Розглядаючи біофізику впливу електромагнітного (ЕМ) поля на організм людини, багато дослідників виділяють в першу чергу біофізику теплового впливу НВЧ. Основні фактори, що визначають нагрівання тканини, наступні:

1. Втрати на струми провідності й зміщення, які збільшуються із частотою. Це, головним чином, втрати на релаксацію молекул води.
2. Наявність відбиттів на межі «повітря-тканина», що призводить до зменшення теплового ефекту приблизно однаково на усіх частотах.
3. Глибина проникнення енергії НВЧ у тканини залежить від резистивних і діелектричних властивостей тканини й від частоти. Жировий шар відіграє

роль «трансформатору імпедансів» між повітряним середовищем і м'язами, зменшуючи відбиття й збільшуючи поглинену потужність у м'язовій тканині.

4. Сумірність розмірів частин тіла, кісток і внутрішніх органів з довжиною хвилі приводить до появи суттєвої частотної залежності потужності що поглинається.

5. Існування між різними шарами тіла шарів із малою діелектричною проникністю призводить до виникнення стоячих хвиль великої амплітуди. Утворення таких областей спрощується у зв'язку зі значним (в 3 ... 10 разів) зменшенням довжини хвилі в тканинах у порівнянні з вільним простором.

6. Температура нагрітих ділянок багато в чому визначається тепловідведенням.

Наступним по важливості фактором біофізичної дії електро-магнітного поля (ЕМ) вважається специфічна дія радіохвиль НВЧ. Найбільшу зацікавленість представляють явища, пов'язані з резонансним поглинанням ЕМ поля білковими молекулами. З ускладненням біологічної речовини незмінно ускладнюється процес його взаємодії з ЕМ полем. Наприклад, при поясненні чутливості нервових кліток, вважаються ймовірними наступні механізми:

- детектування в мембрані нервової клітини;
- вплив поля на рухливість іонів, зокрема на їхню проникаючу здатність;
- зміна калійного градієнта внутрішньоклітинного середовища;
- упорядкування коливань іонів під впливом поля, що призводить до зміни характеру й величини чутливості рецепторів;
- вплив на власні частоти передбачуваного ЕМ обміну, особливо ймовірного для ансамблю кісток і тим більше всього організму.

Вторинні ефекти впливу поля – кумуляція, стимуляція, сенсibilізація – відбуваються, як правило, на до теплових рівнях потужності, що поглинається тканинами. Відносно недавно виявлена дезадаптуюча дія НВЧ випромінювань – зниження пристосовності організму до інших видів впливів, зокрема до

шуму, рентгенівського випромінювання. До специфічних ефектів впливу варто віднести і вплив поляризації, і напрямки падаючої хвилі. Вони пов'язані із хвильовою структурою поля. З біологічних експериментів відомо, що зміна розташування тіла стосовно векторів поля може призвести до різкої зміни ефективності впливу радіохвиль, в експерименті – до зміни числа летальних випадків для тварин. Крім того відомо, що зміна напрямку приходу падаючої хвилі також у значній мірі впливає на ефективність дії. Найнебезпечнішим вважається опромінення по осі груди-спина, а найменш небезпечне – з ніг. Крім зміни площі поперечного перерізу, велику роль грає співвідношення розмірів тіла з довжиною хвилі.

ГОСТ 12.1.006-84 та ДСНіП №476 у діапазоні частот 300 МГц – 300 ГГц встановлює гранично допустиму щільність потоку енергії ЕМП на робочих місцях, виходячи з допустимого значення енергетичного навантаження на організм і часу перебування в зоні опромінення.

Для восьмигодинного робочого дня допустиме значення щільності потоку енергії:  $GPE_{доп} = 0,25 \frac{Вт}{м^2}$

Максимальне значення ЩПЕ не повинно перевищувати 10 Вт/м<sup>2</sup>.

### 5.2.2 Електробезпека

Відповідно до ОНТП24-86 та ПУЕ науково-дослідницька лабораторія відноситься до приміщень без підвищеного ризику поразки персоналу електричним струмом, так як відсутні підвищена температура, вологість, підлога не електропровідна, відсутня можливість одночасного дотику до металевих конструкцій будівлі, що мають контакт з землею з одного боку та металевих частин електричного обладнання з іншого боку.

Виробниче електроустаткування належить до приладів до 1000 В. Устаткування, що використовується у науково-дослідницьких випробуваннях,



відповідно до ДСТУ ІЕС 61140:2015 належить до устаткування класів 0, 0I, і I за електрозахистом.

Оцінка рівня небезпеки дотику до струмоведучих частин відноситься до визначення сили струму, що протікає через тіло людини, і порівняння його із допустимим значенням відповідно до ПУЕ-2017. У загальному випадку допустима величина струму, що протікає через тіло людини не перевищує приведених значень.

В процесі виконання розрахунків для магістерської дисертації використовувався персональний комп'ютер – згідно з ДСТУ ІЕС 61140:2015 системний блок відноситься до I класу та ВДТ - до II класу за електрозахистом. Для правильного визначення необхідних засобів та заходів захисту від ураження електричним струмом необхідно знати допустимі значення напруг доторкання та струмів, що проходять через тіло людини.

Гранично допустимі значення напруги доторкання та аварійного режиму електроустановок при проходженні струму через тіло людини регламентуються ПУЕ-2017 (див. табл. 5.1).

Таблиця 5.1 — Допустима сила струму при дотику до струмових частин

$t$ (сек)	до 0,1	0,2	0,5	0,7	0,9	>1 сек. (до 5 сек)
$U_{I_{\text{доп.дот}}}$	500	400	200	130	100	65

Основними технічними засобами, що забезпечують безпеку робіт (згідно ПУЕ-87, ГОСТ 12.1.009-76) є: надійна ізоляція, захисне заземлення, занулення, захисне відключення, засоби індивідуального захисту.

Розрахунок вимикаючої здатності електромережі при аварійному режимі роботи електрообладнання проводиться за наступною методикою: Виконується розрахунок ланцюга захисного відключення при короткому замиканні (КЗ). Струм КЗ можна обчислити за формулою:

$$I_{\text{КЗ}} = \frac{U_{\text{Ф}}}{R_0 + R_{\text{Ф}} + Z_{\text{ТР}}},$$

де  $U_{\text{Ф}} = 220 \text{ В}$  - напруга фазного проводу;

$R_0 = 3 \text{ Ом}$  - опір нульового проводу;

$R_{\text{Ф}} = 7 \text{ Ом}$  - опір фазного проводу;

$Z_{\text{ТР}} \cong 0,1 \text{ Ом}$  - еквівалентний опір трансформатора.

$$I_{\text{КЗ}} = \frac{220}{3 + 7 + 0,1} = 21,78 \text{ А.}$$

Струм спрацьовування автоматів захисту повинен бути в 1,4 рази менше струму короткого замикання при струмі до 100 А.

$$I_{\text{СПР}} \leq \frac{21,78}{1,4} = 15,6 \text{ А.}$$

Таким чином, струм спрацьовування автомата повинен бути менше 15,6 А. Автомати, що використовуються в робочому приміщенні використовують струм 15 А, що задовольняє даній вимозі.

Розрахуємо напругу дотику до корпусів електрообладнання при аварійному режимі роботи електрообладнання:

$$U_{\text{ДОТ}} = I_{\text{КЗ}} R_0 = 21,78 \cdot 3 = 65,34 \text{ В.}$$

Відповідно до ПУЕ-2017, щоб ця напруга була безпечна для людини, необхідно використовувати автомати захисту, у яких час спрацьовування менше 0,9 с.

А Автомати захисту, встановлені у науково-дослідницькій лабораторії задовольняють цим умовам  $U_{\text{ДОТ}} = 400 \text{ В}$ , ( $T_{\text{СПР}} < 0,2 \text{ с.}$ ).

Із проведених розрахунків видно, що у науково-дослідницькій лабораторії основним захистом від поразки електричним струмом є занулення та застосування пристроїв максимального струмового захисту.

### 5.2.3 Розрахунок штучного освітлення на робочих місцях

Для даної категорії робіт рекомендується освітленість робочої поверхні 300 лм. Для загального освітлення варто використовувати люмінесцентні ртутні лампи низького тиску денного світла, що забезпечують найбільше наближення по спектральному складу випромінюваного ними світла до природного. Для місцевого освітлення застосовуються світильники з лампами розжарювання.

Необхідний повний світловий потік визначається по формулі:

$$F = \frac{E \cdot S \cdot k \cdot z}{\eta},$$

де:  $S = 4 \cdot 7 = 28 \text{ м}^2$  – площа приміщення;

$k = 1,2$  – коефіцієнт запасу;

$Z = 1,3$  – відношення середньої освітленості до мінімального (при відбитому світлі приймають  $Z = 1$ , зазвичай  $Z = 1,1 \dots 1,3$ );

$\eta$  – коефіцієнт використання світильників.

Визначимо  $\eta$ . Вважаємо, що світильники підвішені впритул до стелі, тобто  $h_b = 0 \text{ м}$ , а робоча поверхня знаходиться в середньому на відстані  $h_n = 1 \text{ м}$  від підлоги.

Тоді:

$$h_p = h - (h_b + h_n) = 3 - (0 + 1) = 2 \text{ м}.$$

Обчислюємо індекс приміщення:

$$i = \frac{S}{h_p \cdot (l + b)} = \frac{28}{2(7 + 4)} = 1,27.$$

Для обраних оздоблювальних матеріалів приймаємо усереднені коефіцієнти відбиття стелі і стін:  $r_{\text{стелі}} = 0,70$ ,  $r_{\text{стін}} = 0,50$ .

В якості світильників обираємо світильники типу ПВЛМ–Д 2×40 (із двома лампами типу ЛДЦ потужністю по 40 Вт, з відбивачем без отворів, без решітки).

Для значень  $i$ ,  $r_{\text{п}}$ ,  $r_{\text{с}}$  і обраного типу світильника знаходимо коефіцієнт використання:

$$\eta = 0,45.$$

Далі визначаємо повний необхідний світловий потік:

Мінімальна припустима освітленість у приміщенні створювана світильниками загального освітлення повинна становити 80 % від необхідного:

$$E_{\text{заг}} = 300 \cdot 0,8 = 240 \text{ лм.}$$

$$F = \frac{E \cdot S \cdot k \cdot z}{\eta} = \frac{240 \cdot 28 \cdot 1,2 \cdot 1,3}{0,45} = 23296 \text{ лм.}$$

По довідковій таблиці електричних і світлових характеристик люмінесцентних ртутних ламп низького тиску за ДСТ 6825–74, для потужності ламп  $P_{\text{л}} = 40$  Вт, і типу лампи ЛДЦ-40 (лампа денного світлу з поліпшеною передачею кольору), визначаємо світловий потік однієї лампи:

$$F_{\text{л}} = 2100 \text{ лм.}$$

Далі знаходимо необхідну кількість світильників:

$$n = \frac{F}{F_{\text{л}}} = \frac{23296}{2 \cdot 2100} = 5,55.$$

Обираємо  $n = 6$ . Отже, використовуємо 6 світильників типу: ПВЛМ–Д2×40 з лампами типу ЛДЦ потужністю 40 Вт. Площа робочого столу складає приблизно 1 м<sup>2</sup>. Тоді необхідний світловий потік для світильників місцевого освітлення складе:

$$F = \frac{E \cdot S \cdot k \cdot z}{\eta} = \frac{(300 \cdot 0,2) \cdot 1 \cdot 1,2 \cdot 1,3}{0,45} = 208 \text{ лм.}$$

У світильнику місцевого освітлення використовуємо лампу накаливання типу Б 215 – 225 – 40 зі світловим потоком 415 лм.

### 5.2.4 Мікроклімат робочої зони

Мікроклімат виробничих приміщень – умови внутрішнього середовища цих приміщень, що впливають на тепловий обмін працюючих з оточенням шляхом конвекції, кондукції, теплового випромінювання та випаровування вологи. Ці умови визначаються поєднанням температури, відносної вологості та швидкості руху повітря, температури оточуючих людину поверхонь та інтенсивністю теплового (інфрачервоного) опромінення.

Для робочої зони виробничих приміщень встановлюються оптимальні та допустимі мікрокліматичні умови з урахуванням важкості виконуваної роботи та періоду року.

Оптимальні мікрокліматичні умови поєднання параметрів мікроклімату, які при тривалому та систематичному впливі на людину забезпечують зберігання нормального теплового стану організму без активізації механізмів терморегуляції. Вони забезпечують відчуття теплового комфорту та створюють передумови для високого рівня працездатності.

Допустимі мікрокліматичні умови – поєднання параметрів мікроклімату, які при тривалому та систематичному впливі на людину можуть викликати зміни теплового стану організму, що швидко минають і нормалізуються та супроводжуються напруженням механізмів терморегуляції в межах фізіологічної адаптації. При цьому не виникає ушкоджень або порушень стану здоров'я, але можуть спостерігатися дискомфортні тепловідчуття, погіршення самопочуття та зниження працездатності.

Теплий період року – період року, який характеризується середньодобовою температурою зовнішнього середовища вище  $+10^{\circ}\text{C}$ .

Холодний період року – період року, який характеризується середньодобовою температурою зовнішнього повітря, що дорівнює  $+10^{\circ}\text{C}$  і нижче.

Величини показників мікроклімату у робочій зоні наведені в ДСН 3.3.6.042-99 «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень».

Температура внутрішніх поверхонь робочої зони (стіни, підлога, стеля), технологічного обладнання (екрани і т. ін.), зовнішніх поверхонь технологічного устаткування, огорожуючих конструкцій не повинна виходити більш ніж на 2° С за межі оптимальних величин температури повітря для даної категорії робіт, вказаних в ДСН 3.3.6.042-99.

Параметри мікроклімату справляють безпосередній вплив на самопочуття людини та її працездатність. Зниження температури за всіх інших однакових умов призводить до зростання тепловіддачі шляхом конвекції та випромінювання і може зумовити переохолодження організму.

Підвищення швидкості руху повітря погіршує самопочуття, оскільки сприяє підсиленню конвективного теплообміну та процесу тепловіддачі при випаровуванні поту. При підвищенні вологості піт не випаровується, а стікає краплинами з поверхні шкіри. Недостатня вологість призводить до інтенсивного випаровування вологи зі слизових оболонок, їх пересихання та розтріскування, забруднення хвороботворними мікробами.

За зниженої температури, значної рухомості та вологості повітря виникає переохолодження організму (гіпотермія).

Атмосферний тиск. Його величина над рівнем моря становить 101,3 *кПа* (760 мм рт. ст.). Організм людини може функціонувати в умовах підвищеного і зниженого тиску. Падіння тиску призводить до виникнення фізіологічних порушень в організмі і розвитку гірської хвороби, обумовленою кисневим голодуванням. Може розвиватись гіпертонія, головні болі, зниження працездатності. Різде підвищення тиску може призвести до порушення функцій центральної нервової системи, розвитку кесонної хвороби.

Основні заходи для нормалізації параметрів мікроклімату:

1) Будівництво приміщень і споруд згідно вимог державних будівельних норм.

- 2) Удосконалення технологічних процесів та устаткування.
- 3) Раціональний режим праці та відпочинку.
- 4) Застосування теплоізоляції.
- 5) Раціональна вентиляція та кондиціонування.

### **5.2.5 Технічні та організаційні рішення щодо організації робочих місць користувачів ПК**

ДСанПіН 3.3.2.007-98 "Державні санітарні норми і правила роботи з візуальними дисплейними терміналами (ВДТ) електронно-обчислювальних машин" встановлює норми щодо забезпечення охорони праці користувачів ПК. Дотримання вимог цих правил може значно знизити наслідки несприятливої дії на працівників шкідливих та небезпечних факторів, які супроводжують роботу з ВДТ, зокрема можливість зорових, нервово-емоційних переживань, серцево-судинних захворювань.

Для того щоб забезпечити точне та швидке зчитування інформації в зоні найкращого бачення, площа екрана монітора виставлена перпендикулярно нормальній лінії зору. При цьому передбачена можливість переміщення монітора навколо вертикальної осі в межах  $\pm 30^\circ$  (справа наліво) та нахилу вперед до  $85^\circ$  і назад до  $105^\circ$  з фіксацією в цьому положенні. Клавіатура розміщена на поверхні столу на відстані 100-300 мм від краю. Кут нахилу клавіатури до столу обрано в межах від  $5^\circ$  до  $15^\circ$  так, що зап'ястя на долонях рук розташовуються горизонтально до площини столу. Таке положення клавіатури зручне для праці обома руками.

Робочі місця з ПК розташовано відносно від стіни з вікнами на відстані не менше 1,5 м, від інших стін — на відстані 1 м, відстань між собою - не менше ніж 1,5 м. Причому так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва. Для захисту від прямих сонячних променів, які створюють прямі та відбиті відблиски з поверхні екранів ПК передбачені сонцезахисні жалюзі.

Штучне освітлення робочого місця, обладнаного ПК, здійснюється системою загального рівномірного освітлення. Як джерело штучного освітлення мають застосовуватись люмінесцентні лампи ЛБ.

Вимоги до освітлення приміщень та робочих місць під час роботи з ПК:

- освітленість на робочому місці повинна відповідати характеру зорової роботи, який визначається трьома параметрами: об'єктом розрізнення - найменшим розміром об'єкта, що розглядається на моніторі ПК; фоном, який характеризується коефіцієнтом відбиття; контрастом об'єкта і фону;
- необхідно забезпечити достатньо рівномірне розподілення яскравості на робочій поверхні монітора, а також в межах навколишнього простору;
- на робочій поверхні повинні бути відсутні різкі тіні;
- в полі зору не повинно бути відблисків (підвищеної яскравості поверхонь, які світяться та викликають осліплення);
- величина освітленості повинна бути постійною під час роботи;

Тривалість регламентованих перерв під час роботи з ЕОМ становить 10 хвилин через кожну годину роботи .

Для зниження нервово-емоційного напруження, втомленості зорового аналізатора, для поліпшення мозкового кровообігу і запобігання втомі доцільно деякі перерви використовувати для виконання комплексу вправ, які передбачені ДСанПіН 3.3.2.007-98

### **5.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях**

Безпека в надзвичайних ситуаціях регламентується ПЛАС. Основними складовими частинами ПЛАС є розробка технічних рішень та організаційних заходів щодо оповіщення, евакуації та дій персоналу у разі виникнення надзвичайних ситуацій, а також визначення основних заходів з пожежної безпеки.



### **5.3.1 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи оповіщення персоналу при надзвичайних ситуаціях**

Оповіщення виробничого персоналу у разі виникнення НС, наприклад при пожежі, здійснюється відповідно до вимог НАПБ А.01.003-2009.

Необхідність обладнання виробничих приміщень певним типом СО визначається згідно з додатком Е до ДБН В.1.1-7-2016 "Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва".

При обладнанні виробничих будівель системою оповіщення, їх необхідно поділяти на зони оповіщення з урахуванням об'ємно-планувальних рішень будинків, шляхів евакуації, поділення на протипожежні відсіки тощо, а також з урахуванням вимог, що наведені в примітці 1 таблиці Е.1 додатка Е до ДБН В.1.1-7-2016.

Оповіщення про НС та управління евакуацією людей здійснюється одним з наступних способів або їх комбінацією:

- поданням звукових і (або) світлових сигналів в усі виробничі приміщення будівлі з постійним або тимчасовим перебуванням людей;
- трансляцією текстів про необхідність евакуації, шляхи евакуації, напрямки руху й інші дії, спрямовані на забезпечення безпеки людей;
- трансляцією спеціально розроблених текстів, спрямованих на запобігання паніці й іншим явищам, що ускладнюють евакуацію;
- розміщенням знаків безпеки на шляхах евакуації згідно з ДСТУ ISO 6309;
- ввімкненням евакуаційних знаків "Вихід";
- ввімкненням евакуаційного освітлення та світлових покажчиків напрямку евакуації;
- дистанційним відкриванням дверей евакуаційних виходів;
- зв'язком оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста) із зонами оповіщення.

Повинен бути забезпечений розподіл пріоритетів щодо повідомлень для виробничого персоналу у такій послідовності:

I (найвищий) - повідомлення оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста) під час пожежі, або у разі виникнення будь-якої іншої НС;

II - повідомлення, які записані на будь-якому носії та вмикаються автоматично від спрацювання систем пожежної автоматики, або за сигналом оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста);

III - службові повідомлення, що не стосуються організації та управління евакуацією людей.

Затримку часу оповіщення про НС для різних поверхів будинку необхідно передбачати з урахуванням злиття потоків людей на шляхах евакуації.

Пульти управління СО необхідно розміщувати у приміщенні пожежного поста, диспетчерської або іншого спеціального приміщення (в разі його наявності). Ці приміщення повинні відповідати вимогам ДБН В.2.5-16-2014 "Засоби протипожежного захисту".

Встановлення звукових та мовних оповіщувачів у виробничих приміщеннях повинно виключати можливість концентрації та нерівномірного розподілу звуку.

Настінні звукові та мовні оповіщувачі кріпляться на висоті не менше 2,2 м від підлоги, при цьому відстань від стелі до оповіщувача повинна становити не менше 150 мм.

Звукові оповіщувачі повинні комбінуватися зі світловими, які працюють у режимі спалахування, у таких випадках:

- у приміщеннях, де люди перебувають у шумозахисному спорядженні;
- у приміщеннях з рівнем шуму понад 95 дБ.

Евакуаційні світлові покажчики "Вихід" слід вмикати разом з основними освітлювальними приладами робочого освітлення.

Вимоги до світлових покажчиків "Вихід" приймаються відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 "Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення".

Електропостачання, заземлення, занулення, вибір та прокладання мереж оповіщення приймаються згідно з вимогами до систем пожежної сигналізації за ДБН В.2.5-56-2014.

Вимоги до евакуаційного освітлення приймаються відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 "Природне та штучне освітлення".

СО в режимі "Тривога" повинна функціонувати протягом часу, необхідного для евакуації людей з будинку, але не менше 15 хвилин.

Електропостачання СО здійснюється за I категорією надійності згідно з "Правилами устрою електроустановок" (ПУЕ) від двох незалежних джерел енергії: основного - від мережі змінного струму, резервного - від акумуляторних батарей тощо.

Звукові оповіщувачі повинні відповідати вимогам ДСТУ EN 54-3:2003 "Системи пожежної сигналізації. Частина 3. Оповіщувачі пожежні звукові".

### **5.3.2 Обов'язки та дії персоналу у разі виникнення надзвичайних ситуацій**

У разі виявлення ознак надзвичайних ситуацій (НС) працівник, який їх помітив, повинен:

- негайно повідомити про це засобами зв'язку органам державної служби надзвичайних ситуацій (ДСНС) та державної пожежної охорони, вказати при цьому адресу, кількість поверхів, місце виникнення пожежі, наявність людей, а також своє прізвище;
- організувати оповіщення людей про надзвичайну ситуацію;
- вжити заходів щодо евакуації людей та матеріальних цінностей;

-вжити заходів щодо ліквідації наслідків надзвичайної ситуації з використанням наявних засобів.

Керівник та пожежна охорона установи, яким повідомлено про виникнення НС, повинні:

- перевірити, чи викликано підрозділи державної служби надзвичайних ситуацій та державної пожежної охорони;
- вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;
- у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації наслідків надзвичайної ситуації;
- перевірити здійснення оповіщення людей про надзвичайну ситуацію;
- забезпечити дотримання техніки безпеки працівниками, які беруть участь у ліквідації наслідків надзвичайної ситуації;
- організувати зустріч підрозділів державної служби надзвичайних ситуацій та державної пожежної охорони, надати їм допомогу у локалізації пожежі.

Після прибуття підрозділів державної служби надзвичайних ситуацій та Державної пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла надзвичайна ситуація.

### **5.3.3 Пожежна безпека**

Проаналізуємо можливі причини виникнення пожежі і речовини, що можуть горіти. Можливими причинами виникнення пожежі можуть бути:

- несправність в електроустаткуванні – наприклад, пробій ізоляції, несправності, що виникли внаслідок механічних ушкоджень і т.д.;
- порушення протипожежного режиму – наприклад, паління в недозволених місцях, користування побутовими електронагрівальними приладами і т.д.

Речовинами які можуть горіти є:

- меблі – столи, стільці, тумбочки, виготовлені з дерева;
- папір – документація, папір для принтера, шпалери;
- конструктивні елементи приміщення – покриття підлог (лінолеум), двері (дерево, дерматинова оббивка), віконні рами (дерево);
- кабельні лінії та радіодеталі.

Так як усі вище перераховані речовини є твердими речовинами і матеріалами, здатними при взаємодії з повітрям горіти, то розглянуте приміщення, згідно НАПБ Б.03.002-2007 «Визначення категорій порушень =, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною безпекою», можна віднести до пожежонебезпечної категорії “В”.

Згідно з ДНАОП 0.00-132-01 робочі зони у приміщенні відносяться до пожежонебезпечних робочих зон П-Па.

Приміщення обладнане пожежними сповіщувачами теплової дії типу ДТЛ. Вони встановлені в кожному приміщенні на стелі по дві штуки. Від них інформація по лініям зв'язку надходить на охоронно-пожежний пристрій СИГНАЛ-37М, обладнаний звуковими сповіщувачами.

У приміщенні знаходяться первинні засоби пожежогасіння - це вуглекислотний вогнегасник марки ОУ-5 у кількості трьох штук. Застосування вогнегасника даної марки можливо при пожежогасінні електромереж і електроустановок, що знаходяться під напругою до 1000 В, що відповідає класу пожежі «Е». Відповідно до ДСТУ 3675-98 норматив на кількість вогнегасників виконується.

З метою профілактики загоряння електропроводки необхідно не менш одного разу в три місяці проводити профілактичні огляди електромережі.

Рубильники для відключення мережі знаходяться на видному місці, підходи до них звільнені.

У випадку виникнення пожежі в приміщенні, згідно ДБН, забезпечена можливість безпечної евакуації людей, що знаходяться в приміщенні, через евакуаційні виходи.

Коридор і ганок не повинні бути захаращеними, мати аварійне освітлення (у даному випадку штучне), міститися в чистоті і порядку. Основні параметри еваковиходів вказані у ДБН В 1.1.007-2016.

В відділі знаходиться телефон загальноміської мережі. Виклик пожежної охорони здійснюється набором номера 101. План евакуації знаходиться на видному місці, приклад плану евакуації зображено на рис. 5.1.

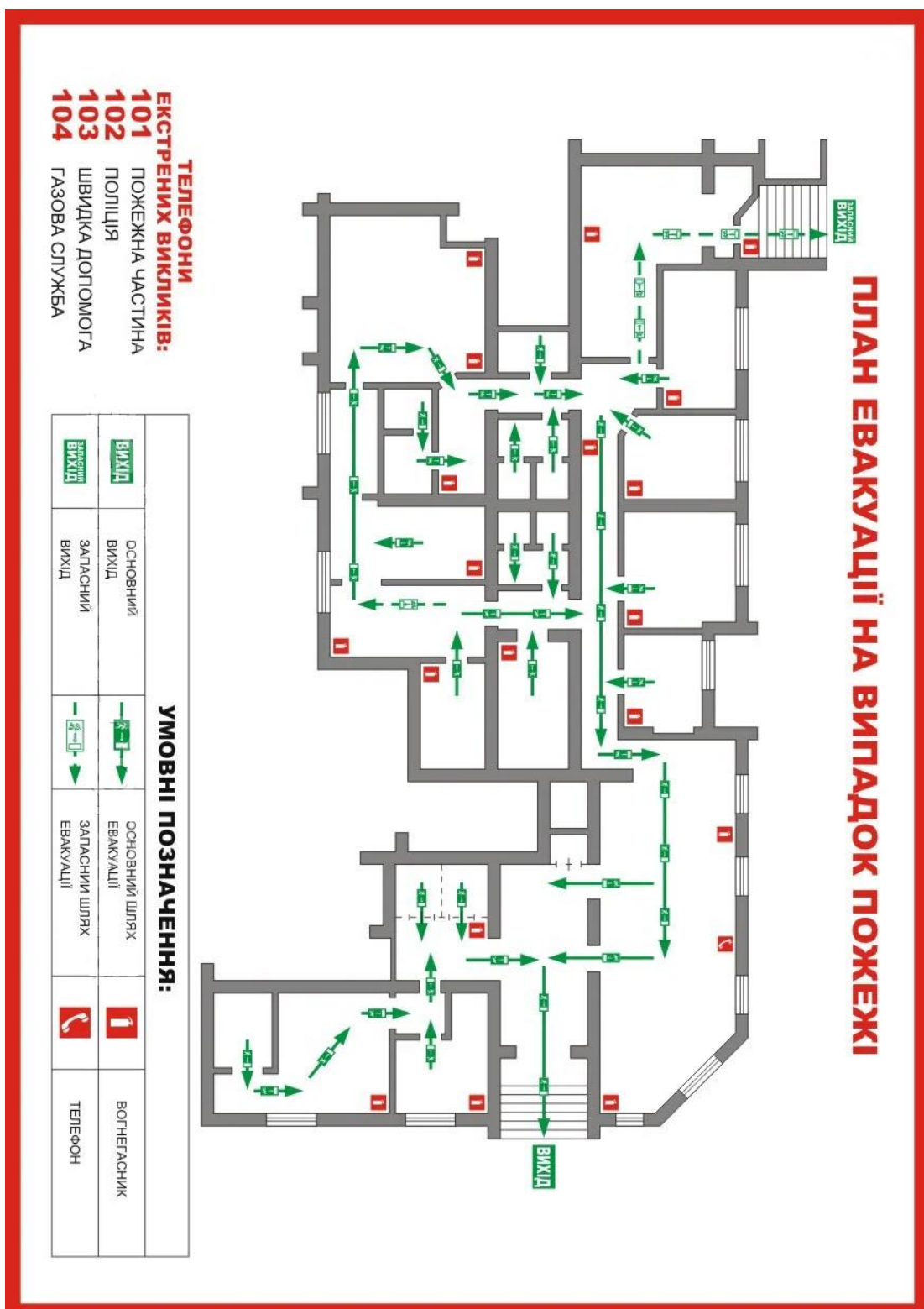


Рисунок 5.1 — План евакуації у випадку надзвичайної ситуації

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В ході роботи над магістерською дисертацією було досліджено актуальну проблему боротьби з пасивними перешкодами роботі сучасних радіолокаційних систем щодо виявлення та визначення просторових координат низькошвидкісних цілей. Актуальність проблеми обумовлена бурхливим розвитком малорозмірних низькошвидкісних безпілотних літальних апаратів, які стали засобом вогневого ураження спеціальних об'єктів. Ціль ураження БПЛА стають військові склади боєприпасів, паливно-мастильних матеріалів, в листопаді 2019 року від БПЛА постраждав нафтопереробний завод в Саудівській Аравії, сучасні безпілотні літальні апарати є ефективним засобом повітряної розвідки та спостереження за пересуванням сил та засобів збройних сил конфліктуючих держав. Зазначені БПЛА застосовують ефективну тактику нападу маскуючи свої дії серед нерухомих об'єктів на місцевості, відбиті сигнали від яких маскують сигнали від повітряних цілей та суттєво знижують ефективність радіолокаційних систем протиповітряної оборони. Тому, метою дисертаційного дослідження стало визначення підходів до удосконалення системи боротьби з пасивними перешкодами та виявлення рухомих цілей в сучасних РЛС.

Для досягнення поставленої мети виконано ряд завдань, а саме:

визначені проблеми та задачі, які необхідно розв'язати при побудові сучасних радіолокаційних систем РЛС, які спроможні виявляти низькошвидкісні БПЛА з мінімальною швидкістю близько 2 м/с та ЕПР менше 0,1 м<sup>2</sup>.

проведено дослідження теоретичних підходів до побудови систем подавлення пасивних завад роботі РЛС, під час якого було визначено, що найкращий шлях до удосконалення системи боротьби з пасивними перешкодами – це підвищити ефективність системи СРЦ та адаптувати її до роботи з різними типами пасивних перешкод.



здійснено розробку цифрової системи СРЦ на базі цифрових режекторних фільтрів. Для цього був проведений порівняльний аналіз режекторних цифрових фільтрів Баттерворта, Чебишева I роду, Чебишева II роду, еліптичних для типових об'єктів формування пасивної перешкоди.

за результатами аналізу визначено, що найбільш ефективний для системи СРЦ є еліптичний цифровий режекторний фільтр 8 порядку.

розроблений алгоритм адаптації системи СРЦ до дій різнорідних пасивних перешкод зі збереженням заданої ефективності роботи  $K_{\text{пш}} \geq 80\text{дБ}$ .

За сукупністю отриманих результатів можна вважати, що мета досягнута, робота виконана в повному обсязі.

Результати магістерської дисертації оприлюднені на Міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» тема доповіді: «Удосконалення системи селекції рухомих цілей в сучасних радіолокаційних засобах контролю повітряного простору».

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Бруханский А. В. Системы селекции движущихся целей / А. В. Бруханский. — Москва: Учебное пособие, 1990. — (Московский Авиационный Институт).
2. Радиотехнические системы / Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, В. М. Кутузов, В. В. Леонтьев. – Москва: Издательский центр «Академия», 2008. — 583 с. — (Министерством образования и науки Российской Федерации в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника»).
3. Плекин В. Я. Цифровые устройства селекции движущихся целей / В. Я. Плекин. — Москва: САЙНС-ПРЕСС, 2003. — 79 с. — (Министерством образования Российской Федерации).
4. Горбунов Ю. Н. Введение в стохастическую радиолокацию / Ю. Н. Горбунов, Б. С. Лобанов, В. С. Куликов. – Москва: Горячая Линия - Телеком, 2015. – 376 с.
5. Основы цифровой обработки сигналов / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева. – Санкт-Петербург: "БХВ-Петербург", 2005. – 753 с.
6. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. / С. И. Баскаков. – Москва: Высшая школа, 1988. – 448 с.
7. Васильев Д. В. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие для вузов / Д. В. Васильев. – Москва, 1982. – 528 с.
8. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации / В.А. Лихарев. – М.: Сов. радио, 1973. - 281 с.
9. Проектирование радиолокационных приемных устройств / А.П. Голубков, А.Д. Далмашов [и др.]; под ред. Соколова М.А. – М.: 1999. – 142 с.
10. Розроблення стартап-проекту [Електронний ресурс]: Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів

інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.

11. Кузьмин С.З. Пространственно-временная обработка сигналов / С.З. Кузьмин. – М.: Радио и связь, 1984. - 226 с.

12. Многопозиционные радиотехнические системы / В.С. Кондратьев [и др.]; под. ред. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. - 326 с.

13. Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные станции и системы / В.С. Черняк, Л.П. Заславский, Л.В. Осипов // Зарубежная. радиоэлектроника. – 1987. – № 1. – С. 9–69.

14. Дружинін В.А. Багатопозиційний прийом в напівактивних системах радіобачення / В.А. Дружинін // Сучасний захист інформації. – 2012. – № 3. – С. 74–78.

15. Бойко Ю.М., Дружинін В.А., Толюпа С.В. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості і ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад. – К.: НТУУ «КПІ ім. І. Сікорського», 2018. – 235с.

16. Орлов М.С. Авиационная радиолокационная станция с синтезированной апертурой антенны и передним обзором земной поверхности / М.С. Орлов // Радиотехника. – 2003. – № 1. – С. 29–34.

17. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. - К.: КВЦ, 2000. – 428 с.

18. Юрковський Я. М. Удосконалення системи селекції рухомих цілей в сучасних радіолокаційних засобах контролю повітряного простору/ Я.М. Юрковський// Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи: міжнар. наук.-техн. конф. 18–24лист. 2019р.: тези доп. — Київ, 2019. — С. 189–191.