

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет _____ Інфокомунікацій _____
(повна назва)

Кафедра _____ Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського _____
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
Пояснювальна записка

Рівень вищої освіти _____ другий (магістерський) _____

_____ Дослідження моделей фазових систем пеленгування _____
(тема)

Виконав:
студентка 2 курсу, групи _____ ТСММ-19-1 _____
_____ Білокурова А.О. _____
(прізвище, ініціали)

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка _____
(код і повна назва спеціальності)

Тип програми: _____ освітньо-наукова _____
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма: Телекомунікаційні системи _____
та мережі _____
(повна назва освітньої програми)

Керівник: доцент кафедри ІКІ ім. В.В. Поповського _____
_____ Філіппенко О.І. _____
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри

_____ (підпис)

_____ Лемешко О.В. _____
(прізвище, ініціали)

2021р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет _____ Інфокомунікацій _____
(повна назва)

Кафедра _____ Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського _____
(повна назва)

Рівень вищої освіти _____ другий (магістерський) _____

Спеціальність _____ 172 Телекомунікації та радіотехніка _____
(код і повна назва)

Тип програми _____ освітньо-наукова _____
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма _____ Телекомунікаційні системи та мережі _____
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри _____
(підпис)

« _____ » _____ 2021р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентці _____ Білокуровій Анастасії Олексіївні _____
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження моделей фазових систем пеленгування затверджена наказом по університету від «10» березня 2021р. №343 Ст.
2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 11.05.2021р.
3. Вихідні дані до роботи: функціональна схема псевдодопплерівського пеленгатора, функціональна схема інтерферометра, що наведена в Wiley G. Richard, „ELINT: the interception and analysis of radar signals”, Richard G. Wiley, 2006 Artech House, inc. на сторінці 140, кількість антен 4 (чотири), середовище моделювання – Matlab/Simulink, співвідношення сигнал/шум для вхідного сигналу: чистий сигнал та 6dB, раптова зміна напрямку надходження сигналу не менше ніж 15° , межею відхілення пеленгу, що не потребує складної додаткової обробки, вважати не більше як $\pm 2,5^{\circ}$.
4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:
 - 1) Аналіз існуючих методів пеленгації.
 - 2) Розробка теоретичного обґрунтування побудови моделей.
 - 3) Запропонувати рішення для забезпечення додаткової частотної селективності інтерферометра.
 - 4) Розробити моделі систем з використанням 4-х антен для проведення

моделювання в середовищі Matlab/Simulink.

5) Провести аналіз роботи моделей на чистому сигналі та на сигналі із співвідношенням сигнал/шум не більше ніж 6dB для умов раптової зміни куту надходження сигналу не менше, як на 15° при оптимальних параметрах складових моделі з точки зору точність/швидкодія.

6) При необхідності визначити межу співвідношення сигнал/шум, до якої не потрібна додаткова складна обробка результатів для отримання пеленгу з відхиленням не більше як $\pm 2,5^\circ$.

7) Порівняти отримані результати за критеріями: швидкодія, поведінка при різному співвідношення сигнал/шум, складність імовірної апаратної реалізації.

8) Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслень, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій: Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації; функціональні схеми, схеми моделей, результати моделювання.

6. Консультанти розділів роботи

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
Основна частина	доцент Філіппенко Олег Ігорович		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання	15.02.2021	Виконано
2	Аналіз предметної області	28.02.2021	Виконано
3	Розробка 1 розділу	19.03.2021	Виконано
4	Розробка 2 розділу	02.04.2021	Виконано
5	Розробка 3-4 розділу	12.04.2021	Виконано
6	Розробка 5-6 розділу	23.04.2021	Виконано
7	Оформлення кваліфікаційної роботи	10.05.2021	Виконано

Дата видачі завдання 15 лютого 2021 року

Студентка _____ Білокурова А.О.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ доцент Філіппенко О.І.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 80 сторінок; 37 рисунів; 20 посилань.

ПЕЛЕНГАТОР, КОМУТАТОР АНТЕН, ПСЕВДОДОППЛЕР, ІНТЕРФЕРОМЕТР, НАПРЯМОК НАДХОДЖЕННЯ ФРОНТУ ВОЛНИ, АНТЕННА РЕШІТКА.

Об'єкт дослідження – процес визначення кута надходження радіосигналів на основі використання фазових методів.

Предмет дослідження – моделі фазових систем пеленгації, що використовують принцип Допплера та принцип інтерферометра.

Мета кваліфікаційної роботи – аналіз поведінки моделей фазових систем пеленгації при визначенні кута надходження сигналу з різкою зміною напрямку та при різному співвідношенні сигнал/шум.

Методи дослідження – аналіз та імітаційне моделювання.

В кваліфікаційній роботі проведено аналіз методів визначення кута надходження радіосигналів.

Проаналізовано питання обґрунтування побудови моделі тракту обробки сигналу псевдодопплерівського пеленгатора з плавним перемиканням суміжних антен решітки задля підвищення точності визначення кута надходження радіосигналів.

Проаналізовано питання обґрунтування побудови моделі тракту обробки сигналу пеленгатора, що працює за принципом інтерферометра.

Розроблено моделі фазової системи пеленгації за методом Допплера та системи пеленгації за методом інтерферометра та проведено моделювання процесу визначення кута надходження сигналу для сигналів з різним співвідношенням сигнал/шум при різкій зміні кута надходження сигналу.

Проведено аналіз та порівняльна оцінка ефективності запропонованої реалізації побудови моделей систем для сигналів з різним співвідношенням сигнал/шум при різкій зміні кута надходження сигналу.

ABSTRACT

Explanatory note: 80 pages; 37 pictures; 20 references.

RADIO DIRECTION FINDER, ANTENNA SWITCH, PSEUDO-DOPPLER, INTERFEROMETER, ANGLE OF ARRIVAL OF RADIO WAVES, ANTENNA ARRAY.

The object of research is the process of determining the angle of arrival of the front of the plane wave of the radio signal, based on phase methods.

The subject of research is models of phase direction finding systems using the Doppler principle and the interferometer principle.

The purpose of research work is to analyze the behavior of models of phase direction-finding systems in determining the angle of the signal with a sudden change of direction and at different signal-to-noise ratio.

Methods of research - analysis and simulation modeling.

In the research work the analysis of methods of definition of an angle of receipt of radio signals is carried out. The question of substantiation of construction of the model of the signal processing path of the pseudo - Doppler direction finder with smooth switching of adjacent antennas in the array in order to increase the accuracy of determining the angle of radio signals is analyzed.

The question of substantiation of construction of the model of the signal processing path of the direction finder, which works on the principle of the interferometer, is analyzed.

The question of substantiation of construction of the model of the signal processing path of the direction finder, which works on the principle of the interferometer, is analyzed. Models of the phase direction finding system based on the Doppler method and the direction finding system based on the interferometer method have been developed, and the process of determining the signal entry angle for signals with different signal-to-noise ratio with sudden change of signal entry angle has been modeled. The analysis and comparative estimation of efficiency of the offered realization of construction of models of systems for signals with a different ratio of a signal/noise at sudden change of an angle of arrival of a signal is carried out.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів	7
Вступ.....	8
1 Аналіз основних методів пеленгації	9
2 Аналіз принципу дії псевдодопплерівського пеленгатора.....	21
2.1 Аналіз функціональної схема псевдо-доплерівського пеленгатора.....	21
2.2 Математичне обґрунтування роботи моделі псевдо-доплерівського пеленгатора.....	22
2.3 Аналіз алгоритму обробки сигналу при пеленгації за псевдо-доплерівським методом	25
2.4 Аналіз проблем, що мають місце, при використанні псевдо-доплерівського метода.....	30
3 Побудова моделі тракту обробки сигналу псевдо доплерівського пеленгатора.....	32
4 Фазовий пеленгатор-інтерферометр.....	41
4.1 Аналіз принципу функціонування моноімпульсного пеленгатора.....	41
4.2 Математичне обґрунтування роботи чотирьохелементного інтерферометра	44
5 Аналіз принципу роботи та побудова моделі чотирьохканального інтерферометра	49
5.1 Аналіз принципу роботи чотирьох-канального інтерферометра.....	49
5.2 Перебудова приймального тракту інтерферометра з урахуванням недоліків прототипу	55
5.3 Побудова модель тракту обробки сигналу пеленгатора - інтерферометра.....	57
6 Аналіз результатів дослідження моделей пеленгаторів.....	65
6.1 Аналіз результатів дослідження моделі доплерівського пеленгатора	65
6.2 Аналіз результатів дослідження моделі інтерферометра	70
6.3 Пояснення алгоритму завдання співвідношення сигнал/шум	75
Висновки	77
Перелік джерел посилань	79
Відомість виконання кваліфікаційної роботи.....	81

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І
ТЕРМІНІВ

ЕМХ – електромагнітна хвиля
НВЧ – надвисокі частоти
УКХ – ультракороткі хвилі
ЧМ – частотна модуляція
КІВ – кореляційні інтерферометричні вимірники
АР – антенна решітка
АЕ – антенних елементів
ЕМП – електромагнітне поле
ДРВ – джерело радіовипромінювання
АР – array processing – матричні обчислення
СФ – смуговий фільтр
МПС – малошумлячі підсилювачі сигналу
ПВЧ – керовані підсилювачі високої частоти
ФПЧ – фільтр проміжної частоти
ППЧ – підсилювач проміжної частоти
ЕКО – електронний компас
ПЛІС – програмуемая логічна інтегральна схема
ПЧ – проміжна частота
Пер – перетворювач
GPS – Global Positioning System – глобальна система позиціонування
RSSI – Received Signal Strength Indication – індикатор потужності сигналу
ПЕОМ – персональна ЕОМ
ЩПЕ – щільність потоку енергії
ГДР – гранично допустимі рівні
ДСА – діаграма спрямованості антени
РСН – рівносигнальний напрямок
РПП – радіоприймальний пристрій
ППРЧ – псевдовипадкове перелаштування робочої частоти

ВСТУП

Радіопеленгація є складовою частиною засобів радіомоніторингу. Системи радіомоніторингу відносяться до систем здобування інформації а також вирішують завдання з забезпечення інформаційної безпеки.

Системи радіопеленгації в складі засобів радіомоніторингу отримали широке застосування як інструмент вирішення завдань від управління використанням радіочастотного спектру до контролю радіообстановки при проведенні контртерористичних операцій. Засоби радіомоніторингу необхідні для виявлення та аналізу радіовипромінювань, визначення положення джерел радіосигналів і радіоперешкод на місцевості, виявлення неліцензійних радіопередавачів і визначення їх місця розташування, тощо [1].

Також актуальним є використання пристроїв пеленгації при проведенні морських пошуково-рятувальних операцій, наприклад, для визначення знаходження джерела сигналу системи Cospas-Sarsat (406МГц) або на міжнародній аварійній радіочастоті 121,5МГц. Цей метод заснований на визначенні місця розташування аварійних буїв за допомогою радіопеленгатора.

Підвищена затребуваність таких систем в даний час обумовлена з одного боку технічним прогресом засобів передачі інформації з використанням радіозв'язку, з іншого – зі змінами економічного і політичного характеру, які відбулися в нашій країні і в світі.

Розробками систем визначення напрямку на джерело радіовипромінювання займаються провідні компанії світу, наприклад, «Raytheon», «Rohde & Schwarz», «TCI International», «Moog Fernau Limited», «ОКБ МЕІ» та багато інших.

Таким чином, на сьогоднішній день велику актуальність набуває розробка дешевих, компактних мобільних пристроїв, які забезпечують надійне визначення місць знаходження джерел радіовипромінювання.

1 АНАЛІЗ ОСНОВНИХ МЕТОДІВ ПЕЛЕНГАЦІЇ

Пеленгація – це визначення напрямку на який-небудь об'єкт, його кутових координат. Вона може здійснюватися оптичними, радіотехнічними, акустичними та іншими методами. Пеленгація за допомогою радіозасобів, тобто визначення напрямку на джерело випромінювання, зветься радіопеленгація.

Радіопеленгацією називається процес визначення напрямку на джерело випромінювання радіохвиль. Радіопеленгація базується на властивості поширення радіохвиль по найкоротшому шляху з кінцевою швидкістю, на ортогональності площини рівних фаз напрямку поширення хвилі, а також на принципах спрямованого радіоприйому [2].

Розробка складних радіотехнічних систем вимагає зіставлення різних варіантів реалізації для вибору оптимального з них [3]. У той час як пеленгація навігаційних цілей стає менш важливим у зв'язку з наявністю супутникових навігаційних систем, існує зростаюча потреба для визначення розташування джерел радіовипромінювання, тому що існує стрімке зростання числа і різноманітності комунікаційного устаткування в таких сферах як:

- радіомоніторинг: пошук джерел перешкод, локалізація несанкціонованих передавачів;
- служби безпеки: розвідка і виявлення радіозв'язку злочинних організацій;
- військова розвідка: виявлення активності потенційних ворогів;
- тримання інформації про побудову систем зв'язку противника;
- радіоастрономія;
- дистанційне зондування Землі.

Існує багато різних радіотехнічних систем, призначених для визначення напрямку на джерело радіовипромінювання. Методи, покладені в основу їх функціонування, можна умовно розділити на три групи: амплітудні, інтерферометричні, доплерівські. Останні є фазовими методами [1,9].

Амплітудні методи пеленгації засновані на використанні спрямованих властивостей антен. При використанні вузькоспрямованої антени амплітуда сигналу на виході приймача залежить від напрямку діаграми спрямованості на ціль. Діаграма спрямованості антени - це графічне зображення залежності потужності, випромінюваної передавальною системою, або залежність електрорухомої сили (ЕРС), що наводяться в приймальні антени, від напрямку.

Амплітудні пеленгатори бувають одноканальними і багатоканальними. В одноканальному пеленгаторі є один приймально-антенний канал і формується одна діаграма спрямованості антени (ДСА), максимум якої або збігається з віссю антени, або зміщений від вісі антени.

Відомі наступні амплітудні одноканальні методи пеленгації:

- метод максимуму;
- метод мінімуму;
- метод порівняння амплітуд (рівносигнального напрямку).

При пеленгації за методом максимуму напрямок цілі визначається по максимуму сигналу прийнятого від цілі. Цей метод використовується при круговому обертанні антени або хитанні її в деякому секторі простору. Для реалізації методу застосовують вузькоспрямовані антени, ширина діаграми спрямованості яких становить частки або одиниці градусів.

Переваги такого методу це простота технічної реалізації і велике відношення сигнал, шум в момент вимірювання.

Недоліком такого методу є відносно низька точність пеленгації.

При пеленгації по методу мінімуму використовується діаграма спрямованості з явно вираженим мінімумом (кардіоїда) або антена формує дві діаграми спрямованості, максимумами яких рознесені відносно один одного на деякий кут. Для цього достатньо мати одну антену з двома опромінювачами. Обертаючи антену і аналізуючи залежність амплітуди сигналу від цілі, визначають її пеленг в той момент, коли сигнал мінімальний.

Перевага методу мінімуму полягає у високій точності вимірювання напрямку на ціль.

Однак переважним недоліком методу мінімуму є те, що в момент вимірювання амплітуда сигналу близька до нуля. Отже, метод має низьку завадостійкість. Метод мінімуму застосовується переважно в системах радіонавігації.

При методі порівняння амплітуд (методі рівносигнального напрямку), для визначення напрямку на ціль, антена створює напрямок рівних сигналів - рівносигнальний напрямок (РСН), утворений двома діаграмами спрямованості або може бути реалізований при використанні однієї антени, діаграма спрямованості якої періодично змінює своє положення в просторі.

Цей метод пеленгування часто застосовується в переносних радіопеленгаторах, які конструктивно реалізуються на базі малогабаритного

радіоприймального пристрою (РПП) із направленою антеною та індикатора рівня сигналу, розміщених на спеціальній рукоятці. Оператор пеленгатора, тримаючи рукоятку в руці, повертає антену і визначає напрямок приходу радіохвилі за максимальним чи мінімальним рівнем сигналу індикатора. Крім цього, під час пеленгування може проводитися слуховий контроль наявності сигналу передавача. Незважаючи на низьку точність пеленгування, такий радіопеленгатор досить поширений, оскільки допомагає уточнити місцезнаходження контрольованого джерела радіовипромінювання (ДРВ) за складних умов роботи (вузькі вулиці міста, висока щільність забудови тощо), у важко доступних місцях, наприклад, на дахах будівель, і на пересіченій місцевості [4].

Амплітудні радіопеленгатори з формуванням вузької ДС і комутацією електронної решітки системи Вуленвебера (Wullenweber) – це системи з вимірюванням амплітуди в одиночному каналі та електронним скануванням діаграми спрямованості антенної системи. Зазвичай ці системи використовують дуже велику кількість антенних елементів (вібраторів), зібраних у кільцеву решітку. Одночасне комбінування певних груп антенних елементів і застосування ліній затримки для вирівнювання фаз сигналу дозволяє установити діаграму спрямованості антенної системи у потрібному напрямку. При цьому в процесі пеленгування вимірюються сигнали не з одного, а одночасно з кількох суміжних антенних елементів [10].

Застосовуються також радіопеленгаторні системи з широкою апертурою, що використовують великі антенні решітки, зібрані в концентричні колові секції, які в свою чергу з'єднуються таким чином, щоб сформувати керовану діаграму спрямованості антенної системи (вузький промінь під час синфазного підсумовування каналів і відсутність приймання під час протифазного підсумовування каналів). Часто в центрі секцій для підвищення ефективності пеленгування встановлюють циліндричний рефлектор. Радіопеленгатори системи Вуленвебера мають високу вартість і можуть бути використані тільки на стаціонарних пунктах радіоконтролю.

Пеленг визначається кутом, що відповідає мініальному або максимальному значенню рівня сигналу в залежності від способу комутації антен.

Переваги:

- вузька ДС і відповідно висока стійкість до впливу когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі;
- висока чутливість за рахунок формування вузької ДС.

Недоліки:

- складність конструкції;
- обмежена швидкодія в разі роботи зі сигналами тривалістю не більше одиниць мікросекунд.

Радіопеленгатори, що базуються на фазовому методі пеленгування, отримують необхідну інформацію з просторового розташування лінії або поверхні рівних фаз. Якщо використовувати лише дві антени, то це може привести до неоднозначного визначення напрямку на ДРВ, оскільки така ж сама фазова затримка на виходах антен може бути отримана від сигналу, що надходить з протилежного напрямку. Для виключення цієї неоднозначності використовується друга пара антен, базова лінія якої розміщена перпендикулярно до базової лінії першої пари антен. Порівнюючи відносні фази на виходах цих пар антен, можна визначити істинний напрямок приходу хвилі. Крім цього для виключення неоднозначності відліку пеленга використовують АС з декількома відмінними за розмірами базами [11].

Класичні фазові радіопеленгатори використовували механічний рух вертикального вібратора по колу і порівняння фази сигналу на ньому з фазою сигналу, що приходить на нерухомий вібратор, який розміщено у центрі кола. Максимальне значення різниці фаз відповідає напрямку приходу сигналу.

У сучасних радіопеленгаторах замість механічного колового руху вертикального вібратора застосовують дискретне перемикування розташованих кільцем антенних елементів. Крім зазначеної АС до складу радіопеленгатора такого типу входять двоканальний РПП із спільним гетеродином, обмежувач амплітуди сигналу (для виключення впливу амплітудної модуляції), суматор сигналів з обох РПП, фазовий детектор і пристрій оброблення даних та індикації пеленга [11].

Переваги:

- простота АС;
- досить простий алгоритм оброблення сигналів у процесі отримання відліку пеленга;
- відсутність впливу наявної амплітудної модуляції.

Основний недолік – низька стійкість до впливу когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі внаслідок застосування ненаправлених антен.

В останні роки успішно застосовуються широкобазисні фазові радіопеленгатори з використанням обумовленого ефектом Доплера фазової модуляції, що виникає при круговому обертанні приймальні антени.

Допплерівські радіопеленгатори базуються на використанні викликаного ефектом Доплера фазової модуляції, яка виникає під час колового руху приймальної антени. Суть ефекту Доплера полягає в тому, що відносне (взаємне) переміщення приймача і передавача призводить до зміни фази (а отже, і частоти) коливань, що приймаються, в результаті чого їхня частота стає відмінною від частоти випромінених коливань [12].

На практиці відстань між окремими елементами антеною системи зазвичай вибирають рівним $1/3$ мінімальної довжини хвилі. Якщо дана умова виконана, антени радіопеленгатора на ефекті Доплера можуть відповідати вимогам широкоапертурних антенних систем при низьких витратах:

- забезпечувати високу захищеність при багатопроменевому поширенні за рахунок просторової селекції;
- забезпечувати високу чутливість.

Недолік методу Доплера полягає в необхідності витрати деякого проміжку часу, тому що для визначення пеленга необхідно провести сканування всіх елементів антеною системи, принаймні, один раз. Так при частоті обертання 170Гц в один цикл сканування займає близько 6мс. Але цей недолік не такий значний, якщо врахувати переваги методу.

Переваги:

- наявність всього одного каналу;
- простота реалізації (використання простих антен і схем побудови);
- висока точність.

Радіопеленгацію – визначення напрямку (пеленга) на джерело радіовипромінювання здійснюють за допомогою спеціальних пристроїв – радіопеленгаторів. Радіопеленгатор складається з антенної системи і приймально-індикаторного пристрою. Радіопеленгація може бути в різній мірі автоматизована.

Для пеленгації амплітудним методом застосовують антенну систему, що має діаграму спрямованості з одним або декількома чіткими мінімумами або максимумами. Наприклад, при пеленгації джерела в ультра коротко хвильовому

(УКХ) діапазоні типово застосування антен типу хвильовий канал для пошуку по максимуму. В короткохвильовому (КХ) діапазоні часто застосовується рамкова антена, діаграма спрямованості якої має форму вісімки з двома чіткими мінімумами. Для усунення неоднозначності доводиться застосовувати спеціальні технічні рішення, наприклад, підключення додаткової штирьової антени, що дозволяє виключити один мінімум і перетворити діаграму спрямованості в кардиоїду. Недоліком даного методу є низька точність вимірювання кутових координат, низька роздільна здатність і чутливість до амплітудних флуктуацій прийнятого сигналу. Переваги – це простота технічної реалізації і малий вплив шумів на точність пеленгування.

При пеленгації доплерівським методом застосовують антенну систему, яка дозволяє розрізнити сигнали, що приходять з різних напрямків, шляхом аналізу фаз прийнятих декількома антенами сигналів. Висновок про направлення на джерело радіовипромінювання робиться на підставі характеру зміни доплерівського зсуву частоти сигналу, що приймається рухомим пеленгатором або рухається антеною пеленгатора. Доплерівський метод використовується, наприклад, при пеленгації аварійних радіобуїв системи Коспас-Сарсат.

Шляхом радіопеленгації джерела з двох і більш віддалених один від одного точок можна визначити місце розташування джерела випромінювання шляхом тріангуляції. Навпаки, при радіопеленгації двох і більше рознесених радіомаяків, місце розташування яких відомо, можна визначити положення радіопеленгатора.

Багато радіонавігаційні системи використовують радіопеленгації як метод позиціонування. Наприклад, радіокомпас, по суті, є спеціалізованим пеленгатором, що приймає сигнали приводних радіомаяків або мовних станцій середньохвильового діапазону.

Існує велика кількість різних аварійних радіобуїв, що містять в собі радіомаяки, місце розташування яких в разі аварії може бути встановлено шляхом радіопеленгації. Сучасні радіобуї, як правило, передають індивідуальний код, що дозволяє ідентифікувати буй, а також координати місця лиха, певні вбудованим навігаційним приймачем.

Також прийоми радіопеленгації використовуються при пошуках лавинних радіомаяків. Найбільш поширені типи лавинних маяків використовують частоту 457кГц, на якій спрямованість антен визначається в першу чергу ефектами ближньої зони [13].

Пеленг – кут між напрямом від спостерігача до будь-якого об'єкта і меридіаном визначають кутом між площиною меридіана і вертикальною площиною, яка проходить через центр компаса та об'єкта. Розрізняють справжній пеленг (відлічується за географічним меридіаном), магнітний (відлічується за магнітним меридіаном) і компасний (відлічується на основі показань магнітного компаса без врахування магнітної девіації). Відлік пеленга ведеться від 0° до 360° за годинниковою стрілкою.

Розрізняють пеленгатори візуальні (з використанням оптичних приладів), а також акустичні, гідроакустичні, теплові, радіопеленгатори. Візуальний пеленгатор являє собою діоптр, розміщений на кришці котелка компаса, через який спостерігач засікає орієнтир і надалі визначає його градусну міру (пеленгує).

Для визначення місцезнаходження корабля при неможливості визначити відстань до запеленгованого об'єкта використовується спосіб крьюйс-пеленга. Беруть два пеленги одного і того ж об'єкта через певний проміжок часу і, врахувавши лінійне переміщення корабля за час між пеленгами за показаннями лага, графічною побудовою визначають місцезнаходження корабля на карті.

У військовому флоті існує таке поняття, як величина зміни пеленга (ВЗП) – вона показує величину зміни пеленга на ціль за одну хвилину, виражену в градусах. При зміні пеленга за годинниковою стрілкою ВЗП вважається додатною, проти годинникової стрілки – від'ємною.

У військових пеленг – метод цілевказання; те саме, що азимут, проте нуль не в напрямку на північ, а в напрямку на певний орієнтир; визначається від променя на вказаний орієнтир за поділками циферблата годинника. Пеленг шикування – кут між меридіаном і лінією шикування від 0 до 360° , відлічуваний за стрілкою годинника. Використовується для шикування пеленгами.

Візуальний пеленгатор являє собою діоптр, розміщений на кришці котелка магнітного компаса або репітера гірокомпаса, через який спостерігач засікає орієнтир і надалі визначає його градусну міру (пеленгує). Пеленгатор на магнітному компасі уможлиблює визначати компасні (без врахування магнітної девіації) і магнітні пеленги, пеленгатор на репітері гірокомпаса – справжні пеленги.

Акустичний пеленгатор визначає кути напрямків на різні об'єкти за акустичним випромінюванням останніх у повітряному середовищі. Середня

похибка визначення пеленга таким способом становить близько 1° , дальність не перевищує 12 км.

Гідроакустичний пеленгатор (гідролокатор) визначає кут напрямку на об'єкт (рухомий корабель, підводний човен, торпеду тощо) за акустичним випромінюванням останніх у водному середовищі. Дальність дії гідроакустичного пеленгатора залежить від гідрології моря, чутливості приймача, інтенсивності шуму (потужності джерела) та інших факторів і перебуває в межах від кількох до сотень кілометрів, а точність пеленгування становить $3^\circ - 0,5^\circ$, а іноді, і вище.

Тепловий пеленгатор визначає кут напрямку на об'єкт, власне теплове випромінювання якого перевищує рівень навколишнього теплового фону (тобто працює за принципом тепловізора). Такі пеленгатори відрізняються високою точністю пеленгування (кілька мінут), перешкодозахищеністю і скритністю дії, але їхнє застосування обмежене в складних метеорологічних умовах (дощ, сніг, хмарність). Дальність дії теплового пеленгатора — від 1-2 до кількох десятків кілометрів.

Радіопеленгатор визначає пеленг об'єкта шляхом прийому його електромагнітних випромінювань антенами зі спрямованими характеристиками. Дальність дії радіопеленгатора становить до 350 км (ультракороткохвильові радіопеленгатори), 600 – 1000 км (короткохвильові ближньої дії) або 5000–6000 км (короткохвильові дальньої дії) і 1200–1400 км (середньохвильові). Точність пеленгування $(0,7-3)^\circ$.

У псевдодопплерівському пеленгаторі антени встановлюються по колу. За рахунок їх послідовного перемикання створюється ефект обертання антени, що забезпечує доплерівську зміну частоти сигналу, що приймається. Завдяки простоті конструкції (один приймальний канал і кругова антена) такі пеленгатори широко поширені, але вони мають невисоку точність і швидкодію. Для поліпшення точності в пеленгаторах такого типу доводиться використати три приймальні канали – один для перемикання антен за годинниковою стрілкою, інший для перемикання у зворотному напрямі, що забезпечує усунення помилок, викликаних змінами часу затримки в приймальних каналах. Третій, опорний канал забезпечує усунення помилок, обумовлених внутрішньою частотною модуляцією прийнятого сигналу.

Існує великий клас фазових пеленгаторів, в яких, напрям приходу сигналу визначається по різниці фаз або часу його прийому двома рознесеними

антенами. Такі пеленгатори вимагають складної цифрової обробки, але забезпечують швидкий вимір, високі точність, чутливість і швидкодію.

Антенна система доплерівського пеленгатора в принципі аналогічна одинарній антені, що обертається. При падінні фронту хвилі внаслідок доплерівського ефекту відбувається підвищення частоти сигналу, що приймається, при русі приймальної антени у напрямі до передавача і, відповідно, зменшення частоти при видаленні від передавача елементів антени, розташованих по колу із зворотного боку антени. Фаза модуляційних сигналів, що виникають при цьому, визначається тільки кутом падіння хвилі, що дає можливість виміряти азимут шляхом порівняння з опорним сигналом. Такий принцип пеленгації застосовується, наприклад, в УКХ діапазонах.

Відмітною особливістю доплерівського пеленгатора є принцип одночасного протилежно спрямованого сканування антенної решітки. За рахунок спеціальної системи сканування в системі імітуються два антенних диполя що обертаються в протилежних напрямках, створюючи на двох незалежних виходах відповідні протилежні сигнали ЧМ. У систему входять необхідні для сканування комутуючі пристрої і одна стаціонарна антена контрольного сигналу. Вихідний сигнал антени контрольного сигналу через третій канал поступає на пеленгатор і використовується в нім для частотної компенсації, а також для неспотвореного слухового прийому.

За рахунок протилежно спрямованого сканування антен утворюються два сигнали з протилежною модуляцією, оцінка яких після демодуляції може бути досить просто здійснена в аналоговій формі; сигнали створюють на екрані монітора картину пеленга в діаграмі 360° . Фігура пеленгованого сигналу в умовах абсолютно неспотвореного поля в ідеальному випадку представляє з себе пряму.

На початку пеленгації вказуються миттєві значення. Одночасно з процесом спостереження починається розрахунок середнього значення і величини розкиду.

При класифікації методів пеленгації використовують різні підходи. Якщо виходити з того, який параметр сигналу на виході приймальної антенної системи грає основну роль при вимірі, то можна виділити амплітудні, фазові і амплітудно-фазові методи виміру пеленга. Якщо в якості критерію використати спосіб отримання інформації про напрям на джерело радіовипромінювання, то радіопеленгатори діляться на одноканальні (послідовного типу) і багатоканальні

(моноімпульсні). Якщо взяти до уваги дві відомі властивості електромагнітного поля в далекій зоні: ортогональність векторів магнітної і електричної складових до напрямку поширення і ортогональність площини фронту фаз до напрямку поширення, то відомі пеленгатори по методу радіопеленгації можуть бути віднесені до двох великих груп. До першої групи відносяться поляризаційно-чутливі пеленгатори, ґрунтовані на визначенні напрямку електричного і (чи) магнітного векторів напруженості поля. До другої групи відносяться фазочутливі пеленгатори, ґрунтовані на визначенні орієнтації поверхні рівних фаз електромагнітного поля (ЕМП).

У поляризаційних пеленгаторах використовують диполі або рамкові антени. До цієї групи відноситься класична рамкова антена (мінімум прийому сигналу відповідає нормальному падінню хвилі на площину рамки), що обертається. В наші дні поляризаційні пеленгатори використовуються в умовах обмеженого простору, коли можливе застосування тільки малогабаритних антен, наприклад, в автомобілях і на кораблях для пеленгації у високочастотному діапазоні. Напрямок оцінюється в основному за принципом Уотсона-Ватта.

Фазові пеленгатори, що отримують інформацію про направлення приходу радіохвилі з просторового розташування ліній або поверхонь з однаковою фазою можуть використовувати два основні методи.

Перший метод пов'язаний із спрямованими властивостями антен. Діаграма спрямованості антен формується при суперпозиції елементарних сигналів, що приймаються ними. Так, наприклад, якщо сигнали джерела, прийняті в двох рознесених точках антенної системи (скажімо, датчиками поля), підсумовуються, то максимум результуючої напруги означає, що антенна система розгорнута під таким кутом до джерела, при якому різниця фаз прийнятих сигналів мінімальна. Поворот системи в ту або іншу сторону приведе до зменшення сумарного сигналу. Навпаки, коли один елементарний сигнал віднімається з іншого, у напрямі падіння хвилі спостерігається виразний мінімум сигналу.

Другий метод спирається на виміри поля в різних точках в межах геометричних розмірів пеленгаторної антени (aperture sampling). Виміри можуть проводитися як послідовно при переміщенні антенного датчика поля, так і одночасно сукупністю датчиків. За процедурою визначення пеленга додатково розрізняють способи з безпосереднім обчисленням пеленга та з цифровою обробкою сигналів антенної решітки (AP - sensor array processing). Типовими

прикладми реалізації першої технології є інтерферометри та доплерівські пеленгатори. Інша група оцінки параметрів хвилі, що падає, включає два різних по суті підходу: метод формування променя (Beamforming method), на основі якого, зокрема, функціонують кореляційні пеленгатори, і підпросторовий метод (Subspace method), вживаний в алгоритмах високого розділення MUSIC, ESPRIT.

Нині в системах радіомоніторингу найбільше поширення мають наступні види пеленгаторів:

- системи на основі спрямованої антени, що обертається;
- двоканальні автоматичні пеленгатори (Уотсона-Ватта, Adcock);
- квазидоплерівські системи;
- фазові інтерферометри;
- кореляційні інтерферометричні вимірники (КІВ).

Оскільки нині найбільш затребуваними є широкодіапазонні системи (з коефіцієнтом перекриття по діапазону 100 і навіть більше), то для реалізації подібних систем найбільш застосовні інтерферометричні або фазові радіопеленгатори.

Другому критерію (по виду модуляції і ширині смуги пеленгованого сигналу) задовольняють декілька типів пристроїв пеленгації – амплітудні пеленгатори, пеленгатори Уотсона-Ватта і Adcock і багатоканальні інтерферометри. Можливість азимутного розділення декількох сигналів в різному ступені мають різні види амплітудних пеленгаторів на основі спрямованих антен, а також КІВ. Недоліки інтерферометрів: відносно висока вартість; порівняно великий час реакції (особливо у двоканальних кореляційних інтерферометрів).

Кожний з методів пеленгації має свої достоїнства і недоліки, але для багатофункціональних систем моніторингу прийнятніше використати КІВ. Вони роблять можливою пеленгацію практично будь-яких видів радіосигналів, у тому числі широкосмугових із складними видами модуляції, мають можливість одночасної обробки і розрізнення декількох сигналів в одному частотному каналі, причому як когерентних (при багатопроменевому прийомі випромінювання єдиного джерела), так і некогерентних (при прийомі радіосигналів від декількох джерел із спектрами, що перекриваються). Для КІВ розроблені ефективні методи зменшення інструментальних погрешностей, викликаних місцевими умовами і взаємним впливом антенних елементів (АЕ). Крім того, спрощується реалізація на основі уніфікованих блоків: однотипних

неспрямованих АЕ, двоканальних радіоприймальних пристроїв із загальним гетеродином, антенних комутаторів, блоків аналого-цифрової обробки. Просторовий дозвіл і вимір напрям приходу радіохвиль в кореляційних інтерферометрах може ефективно поєднуватися з виміром напруженості поля кожного з виявлених джерел.

2 АНАЛІЗ ПРИНЦИПУ ДІЇ ПСЕВДОДОППЛЕРІВСЬКОГО ПЕЛЕНГАТОРА

2.1 Аналіз функціональної схема псевдо-доплерівського пеленгатора

Для моделювання в середовищі Matlab/Simulink вдосконаленого приймального тракту пеленгатора, який працює за методом псевдо-доплера, було розроблено модель на основі функціональної схеми, що наведено на рис.2.1. Приймальний тракт пеленгатора являє собою супергетеродин з подвійним перетворенням частоти. Перша проміжна частота обрана вища за максимальну частоту прийому, що дає можливість забезпечити значне придушення дзеркального каналу при застосуванні порівняно простого преселектора. У якості першого гетеродину застосовано синтезатор частоти з малим рівнем фазового шуму та малим часом перемикання з частоти на частоту.

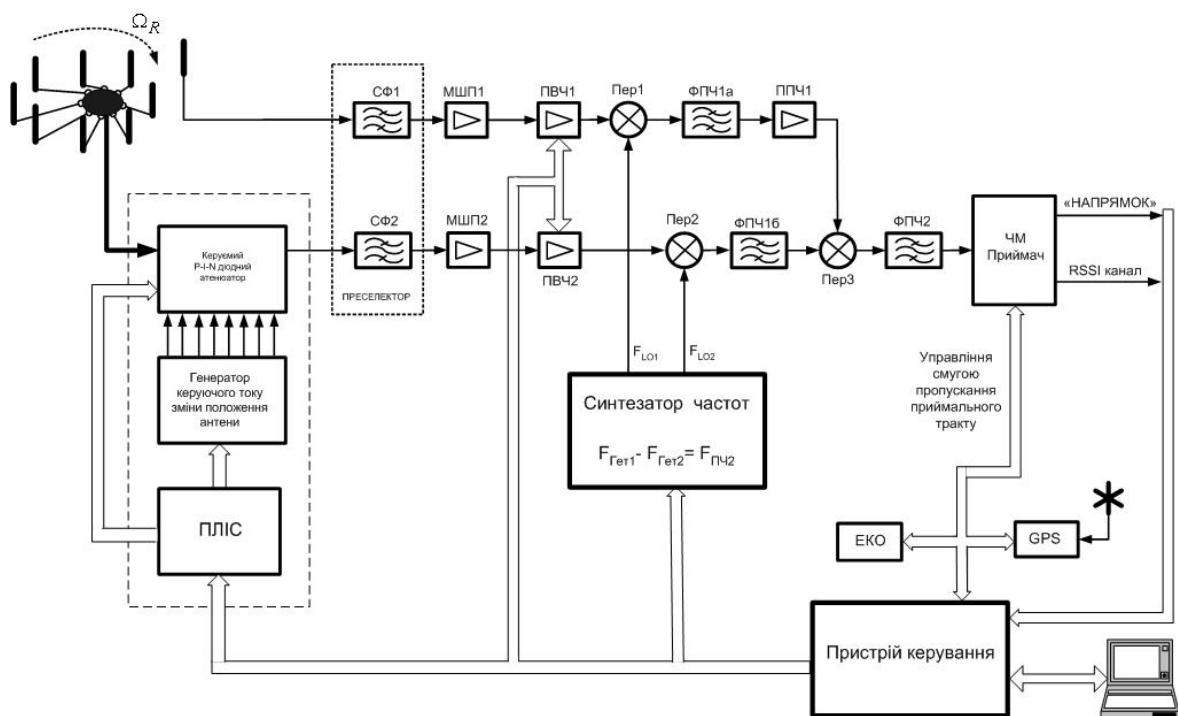


Рисунок 2.1 – Тракт обробки сигналу псевдо-доплерівського пеленгатора

На рисунку 2.1 позначені: СФ – смуговий фільтр (преселектор), МШП – підсилювачі з низьким рівнем шуму, ПВЧ – підсилювачі високої частоти керовані, Пер1– перетворювач першої проміжної частоти каналу центральної

антени, Пер2 – перетворювач першої проміжної частоти каналу кругової антени, ФПЧ1а,б – фільтри першої проміжної частоти відповідно каналу центральної антени та каналу кругової антени, ППЧ1 – підсилювач першої проміжної частоти каналу центральної антени, Пер3 – перетворювач частоти для формування другої проміжної частоти, ФПЧ2 – фільтр другої проміжної частоти, GPS – модуль обробки GPS сигналів, ЕКО – електронний компас.

Антенна система складається з восьми окремих вібраторів і центральної антени, що складають антенну решітку. Перемикання між антенами здійснює блок комутації, що складається з керованого р-і-п діодного атенюатора, генератора керуючого току та модуля управління, який побудовано на основі мікросхеми програмованої логіки.

Блок комутації здійснює комутацію антени з частотою f_R шляхом послідовного підключення їх до на преселектора. Центральна антена підключена до преселектора центрального каналу.

Преселектор складається із смугових фільтрів, які налаштовуються на діапазон частот прийому по командам від мікроконтролера. Призначення фільтрів преселектора полягає в придушенні сигналів дзеркального каналу до величин, що не зашкоджують роботі пеленгатора на обраній частоті. Оскільки преселектор придушує сигнали, які лежать за полосою пропускання, це знижує імовірність перевантаження приймального тракту поза-смуговими завадами.

Переносу спектру вхідного сигналу на першу проміжну частоту здійснюється за допомогою сигналу, що генерує синтезатор частот. Різниця в частоті між вхідними сигналами та сигналами від синтезатора частот складає величину другої проміжної частоти.

Сигнали з виходу блоку фільтрів першої ФПЧ1а каналу центральної антени та сигнали першої ФПЧ1б комутуваного каналу надходять на перетворювач другої проміжної частоти Пер3 на виході якого утворюється сигнал з частотними складовими однією з котрих є друга проміжна частота, яка надходить для подальшої обробки.

2.2 Математичне обґрунтування роботи моделі псевдо-доплерівського пеленгатора

Спосіб перетворювання частот, що наведений на функціональній схемі відображеній на рисунку 2.1, дозволяє компенсувати Допплерівський зсув частоти,

який виникає при пеленгуванні об'єктів, що рухаються. Прийнятий сигнал каналу рухомої антени піддається модуляції по фазі з частотою обертання антени за рахунок ефекту Допплера, оскільки антенний елемент рухається по колу радіусом R .

Сигнал, що надходить від центральної антени можна записати як:

$$y_{Ц}(t) = A_K \cdot \sin(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ}), \quad (2.1)$$

сигнал від антени, що обертається, можна записати як:

$$y_{ОБЕРТ}(t) = A_K \cdot \sin(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} + \Delta\varphi_{ОБЕРТ}). \quad (2.2)$$

де A_K – амплітуда сигналу;

ω_1 – кругова частота сигналу;

$\Delta\varphi_{РУХ}$ – зсув фази за рахунок руху об'єкта;

$\Delta\varphi_{ОБЕРТ}$ – зсув фази за рахунок обертання антени.

Сигнали від синтезатора частот :

$$y_{ГЦ}(t) = A_{Г} \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (2.3)$$

$$y_{ГОБЕРТ}(t) = A_{Г} \cdot \sin((\omega_2 + \omega_{ПЧ})t + (\varphi_2 + \varphi_{ПЧ})), \quad (2.4)$$

де $A_{Г}$ – амплітуда сигналів синтезатора;

ω_2 – частота сигналу синтезатора центрального каналу;

φ_2 – фаза сигналу синтезатора центрального каналу;

$\omega_2 + \omega_{ПЧ}$ – частота синтезатора обертового каналу;

$\varphi_2 + \varphi_{ПЧ}$ – фаза синтезатора обертового каналу.

Результатом перемноження сигналів в перетворювачах Пер1 та Пер2 є сигнали:

$$\begin{aligned} y_{ПР1}(t) &= y_{Ц}(t) \cdot y_{ГЦ}(t) = \\ &= A_K \cdot A_{Г} \cdot \frac{\cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} - \omega_2 t - \varphi_2) - \cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} + \omega_2 t + \varphi_2)}{2}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned}
y_{ПР2}(t) &= y_{ОБЕРТ}(t) \cdot y_{ОБЕРТ}(t) = \\
&= A_K \cdot A_\Gamma \cdot \left(\frac{\cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} + \Delta\varphi_{ОБЕРТ} - (\omega_2 + \omega_{ПЧ})t - (\varphi_2 + \varphi_{ПЧ}))}{2} - \right. \\
&\quad \left. \frac{\cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} + \Delta\varphi_{ОБЕРТ} + (\omega_2 + \omega_{ПЧ})t + (\varphi_2 + \varphi_{ПЧ}))}{2} \right) \quad (2.6)
\end{aligned}$$

Сигнали з виходів Пер1 та Пер2 надходять до смугових фільтрів ФПЧ1а та ФПЧ1б. Ці фільтри здійснюють виділення різницевої складової.

Сигнали на виходах смугових фільтрів:

$$y_{ПР1_фільтр}(t) = A_K \cdot A_\Gamma \cdot \frac{\cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} - \omega_2 t - \varphi_2)}{2} \quad (2.7)$$

$$y_{ПР2_фільтр}(t) = A_K \cdot A_\Gamma \cdot \frac{\cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_{РУХ} + \Delta\varphi_{ОБЕРТ} - (\omega_2 + \omega_{ПЧ})t - (\varphi_2 + \varphi_{ПЧ}))}{2} \quad (2.8)$$

Після проходження смугових фільтрів ФПЧ1а та ФПЧ1б сигнали подаються на перетворювач Пер3. Сигнал на виході перетворювача можна записати як:

$$\begin{aligned}
y_{ПР3}(t) &= y_{ПР1_фільтр}(t) \cdot y_{ПР2_фільтр}(t) = \frac{A_K \cdot A_\Gamma \cdot A_K \cdot A_\Gamma}{8} \cdot \\
&(\cos(2\omega_1 t + 2\Delta\varphi_{РУХ} + \Delta\varphi_{ОБЕРТ} - \omega_2 t - \Delta\varphi_2 - \omega_2 t + \omega_{ПЧ}t - \varphi_2 - \varphi_{ПЧ}) + \\
&+ \cos(\Delta\varphi_{ОБЕРТ} + \omega_2 t + \varphi_2 - \omega_2 t - \omega_{ПЧ}t - \varphi_2 - \varphi_{ПЧ})). \quad (2.9)
\end{aligned}$$

На виході смугового фільтру ФПЧ2 присутня тільки різницева складова, що можна записати як:

$$y_{ПР3_фільтр}(t) = \frac{A_K^2 \cdot A_\Gamma^2}{8} \cdot \cos(-\omega_{ПЧ}t - \varphi_{ПЧ} + \Delta\varphi_{ОБЕРТ}). \quad (2.10)$$

На виході смугового фільтру ФПЧ2 сигнал залежить від амплітуди сигналу, що надходить до антенної решітки, амплітуди сигналу синтезатора та виразу під косинусом. Параметри $-\omega_{ПЧ}t$ та $-\varphi_{ПЧ}$ залежать тільки від місцевого

синтезатора тому принципового впливу на вихідний сигнал вони не мають і їх замінено константами. В приймальному тракті на проміжній частоті ПЧ2 використовується вузол, який має у своєму складі амплітудний обмежувач, то $\frac{A_k^2 \cdot A_r^2}{8}$ теж замінено константою.

Враховуючи це вираз 2.10 приведено до виду:

$$y_{\text{ПРЗ_фільтр}} = \text{const}_1 \cdot \cos(\text{const}_2 + \Delta\varphi_{\text{ОБЕРТ}}) \quad (2.11)$$

З рівняння видно, що єдиний параметр, що залежить від напрямку на джерело сигналу є $\Delta\varphi_{\text{ОБЕРТ}}$. Це і є зсув фази, який породжено процесом обертання антени.

Модуль GPS та електронний компас, що входять до складу пеленгатора необхідні для вимірювання пеленгу. Система вимірювання потужності сигналу (RSSI) дає можливість регулювати коефіцієнт підсилення приймального тракту під потужність вхідного сигналу, що зменшує імовірності перевантаження пеленгатора поза смуговими завадами.

2.3 Аналіз алгоритму обробки сигналу при пеленгації за псевдо-доплерівським методом

Псевдо-доплерівський метод базується на порівняння фаз сигналів, що надходять до антен решітки і мають доплерівський зсув частоти, що виникає при комутації послідовних елементів антенної решітки, які розташовано по колу. Вимірювання зміни миттєвої різниці фаз між елементами багатоелементної антенної решітки дозволяє визначити азимутальний кут сигналу, що надходить. Антенний елемент може переміщатися по колу при цьому миттєва частота прийнятого сигналу буде змінною.

Альтернативою є обертовий комутативний радіочастотний перемикач, який використовується для сполучення приймача в швидкій послідовності з елементами антенної решітки, тим самим вводячи зсув частоти в прийнятий сигнал, який вимірюється частотним дискримінатором. Коли антена рухається, вона накладає доплерівський зсув на сигнал, що надходить. Величина доплерівського зсуву максимальна, коли антена рухається безпосередньо в

напрямку до або від фронту хвилі, що надходить. Практично немає зсуву частоти, коли антена рухається ортогонально до фронту хвилі. Кут азимута задається кутовим положенням ротора, на якому відбувається нульове миттєве зміщення частоти. Невизначеність може бути знята з урахуванням кутів, в яких відбуваються максимальні позитивні і негативні зсуви частот [5].

База антени є геометричною лінією взаємозв'язку між елементами антени. Апертура антени визначається як площа площі поверхні поблизу антени, через яку проходить більша частина радіаційні потоки. Відстань між елементами антени зазвичай визначає апертуру решітки, і оскільки використано кругові решітки, діаметр всієї решітки визначає апертуру решітки [6]. Для того, щоб моделювати антенну решітку, припускаючи, що одна плоска хвиля потрапляє до масиву, вектор магістрального масиву для однорідної кругові решітки можна записати як:

$$U(\theta) = \begin{bmatrix} u_1(\theta) \\ u_2(\theta) \\ \vdots \\ u_M(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi(R/\lambda)\sin(\varphi)\cos(\theta-\eta_1)} \\ e^{-j2\pi(R/\lambda)\sin(\varphi)\cos(\theta-\eta_2)} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi(R/\lambda)\sin(\varphi)\cos(\theta-\eta_M)} \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

де R – радіус кругової антенної решітки;

φ – кут місця;

θ – кут прибуття вхідної плоскої хвилі;

η_m – кут антенного елемента m в азимутальній площині;

λ – довжина хвилі цікавить центральної частоти.

З метою спрощення, кут місця встановлено рівним 90° , щоб враховувати тільки кути азимута. В роботі не розглянуто ефекти різних висот.

Як показано на рисунку 2.2, значення φ_1 змінюється з позицією вибірки, що призводить до зсуву частоти 0° , коли φ_1 точно співпадає з азимутальним кутом вхідного сигналу з двозначністю фази 180° . Тому близьке до нульового зсуву відбувається при кутах (45°) і (-135°) . Неоднозначність може бути вирішена шляхом знаходження максимального негативного зсуву частоти при (-45°) і максимального позитивного зсуву частоти при (135°) .

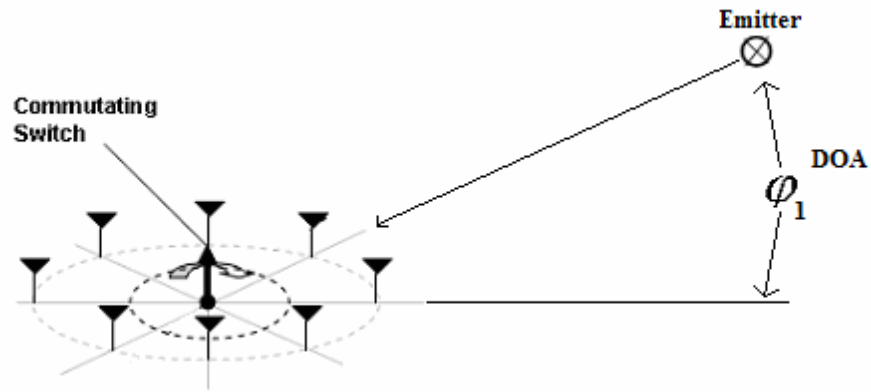


Рисунок 2.2 – Зсув частоти при перемиканні антен решітки

Лінійно-модульований сигнал, що поступає на N_a - елемент кругової решітки можна записати як:

$$\chi(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.13)$$

Приймач перемикається з i -ї антени на $(i+1)$ -ю антену кожні T_s секунд.

Кожна антена накладає фазовий зсув:

$$\frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi i}{N_a} - \Phi\right), \quad (2.14)$$

де R – кругової решітки;

λ – довжина хвилі, що представляє інтерес;

Φ – кут орієнтації;

$i = 0 \dots N_a - 1$.

Оскільки перемикач перемикається на сусідню антену кожні T_s секунд, він задає час зміни фазового зсуву як:

$$\theta_s(t) = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) - \Phi\right), \quad (2.15)$$

де $u(t)$ - імпульсна функція.

Таким чином сигнал, що приймається записано як:

$$r(t) = m(t) \cos \left(\omega_c t + \theta + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \left(\frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) - \Phi \right) \right) \quad (2.16)$$

З урахуванням 2.11 зсув частоти за рахунок сигналу повідомлення та руху об'єкта ігнорується. Тоді сигнал на виході частотного дискримінатора буде записано як:

$$f(t) = \frac{d}{dt} \left\{ \omega_c t + \theta + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \left(\frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) - \Phi \right) \right\}, \quad (2.17)$$

$$f(t) = \omega_c + \frac{d}{dt} \left\{ \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \left(\frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) - \Phi \right) \right\}, \quad (2.18)$$

$$f(t) = \omega_c - \frac{2\pi R}{\lambda} \sin \left(\frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) - \Phi \right) \frac{d}{dt} \left\{ \frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) \right\}, \quad (2.19)$$

$$f(t) = \omega_c - \frac{2\pi R}{\lambda} \sin \left(\frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_s) - \Phi \right) \frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} \delta(t - nT_s). \quad (2.20)$$

Оскільки це є дискретним наближенням а не істинним диференціатором, то є затримка $T_s/2$:

$$f(t) = \omega_c - \frac{2\pi R}{\lambda} \frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=1}^{\infty} \sin \left(\frac{2\pi}{N_a} \left(n - \frac{1}{2} \right) - \Phi \right) \delta(t - nT_s). \quad (2.21)$$

Після перетворення вниз можна ігнорувати несучу ω_c .

Таким чином, може бути записано:

$$f(t) = -\frac{2\pi R}{\lambda} \frac{2\pi}{N_a} \sum_{n=0}^{\infty} \sin\left(\frac{2\pi}{N_a}\left(n - \frac{1}{2}\right) - \Phi\right) \delta(t - nT_s) . \quad (2.22)$$

Зразки для кожного значення N_a можна ввести у вектор:

$$f[n] = \begin{bmatrix} -\frac{2\pi R}{\lambda} \frac{2\pi}{N_a} \sin\left(\frac{2\pi}{N_a}\left(-\frac{1}{2}\right) - \Phi\right) \\ -\frac{2\pi R}{\lambda} \frac{2\pi}{N_a} \sin\left(\frac{2\pi}{N_a}\left(\frac{1}{2}\right) - \Phi\right) \\ \dots \\ -\frac{2\pi R}{\lambda} \frac{2\pi}{N_a} \sin\left(\frac{2\pi}{N_a}\left(N_a - 1 - \frac{1}{2}\right) - \Phi\right) \end{bmatrix} . \quad (2.23)$$

Тоді БПФ цього вектора:

$$F[k] = \sum_{n=0}^{N_a-1} f[n] e^{-j2\pi nk/N_a} . \quad (2.24)$$

У виразі, що наведено вище, кожна сума дорівнює нулю для всіх значень k , крім $k=1$. Далі, для $k=1$:

$$F[1] = c \left(\sin\left(\Phi - \frac{\pi}{N_a}\right) + j \cos\left(\Phi - \frac{\pi}{N_a}\right) \right) . \quad (2.25)$$

Таким чином, оціночний кут приходу сигналу буде:

$$\hat{\Phi} = \arg[1] - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N_a} . \quad (2.26)$$

Для решітки з чотирма антенами сигнал на виході демодулятора при дискретному перемиканні антен решітки буде мати вид коротких імпульсів, як наведено на рисунку 2.3, де N_a – номер антени.

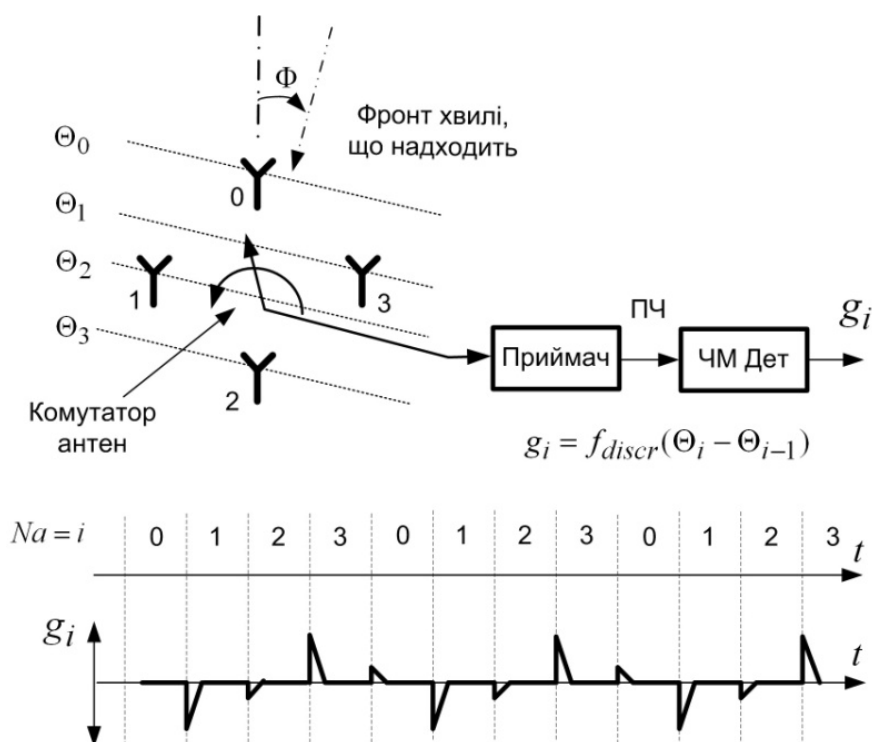


Рисунок 2.3 – Форма сигналу на виході демодулятора при комутації антен

По цих імпульсах необхідно реконструювати гармонічний сигнал для визначення кута надходження фронту хвилі. Точність визначення кута надходження фронту хвилі залежить від ступеню достовірності відбудови форми цього гармонічного сигналу.

В роботі було застосовано метод плавної зміни положення віртуальної антени шляхом синхронної різнополярної зміни рівнів сигналів, що надходять з двох попарно сусідніх антен. Такий метод комутації спрощує відбудову форми сигналу та збільшує точність такої відбудови.

2.4 Аналіз проблем, що мають місце, при використанні псевдо-доплерівського метода

Відомо, що широкі апертури псевдо-Допплерівських антенних решіток можуть зменшувати помилки. Однак великі кругові решітки можуть обмежувати прихованість і рухливість. Псевдо-Допплерівський приймач більш складний, ніж Adcock/Watson-Watt, оскільки повинен мати більшу чутливість. Із сучасною елементною базою на сьогодні це не є проблемою.

Необхідно контролювати комутаційну схему, яка повинна вибирати правильний елемент решітки. Також проблемою псевдо-доплерівських систем є неможливість одночасного прослуховування сигналу за допомогою пеленгаційного приймального тракту. Для отримання точнішого кута надходження сигналу необхідна висока швидкість комутації антен решітки. При високій швидкості швидкість перемикавання переміщується до звукового діапазону. Звуковий сигнал сильно спотворюється через високу швидкість перемикавання, оскільки процес комутації створює частотну-модуляцію зі швидкістю комутації [7].

Проблемі вирішуються введенням додаткового приймального тракту, що на сучасному рівні розвитку елементної бази не є проблемою. В запропонованому приймальному тракті сигнал звукового контролю, чи сигнал для подавання на пристрої - демодулятори можна брати із каналу стаціонарної антени.

3 ПОБУДОВА МОДЕЛІ ТРАКТУ ОБРОБКИ СИГНАЛУ ПСЕВДО-ДОПЛЕРІВСЬКОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Одним із завдань роботи був аналіз моделі тракту обробки сигналу псевдо-доплерівського пеленгатора, який дає на виході демодулятора сигнал у формі максимально наближеної до синусоїди а не в формі загострених імпульсів g_i , як наведено на рисунку 2.3. Для отримання такого сигналу було застосовано метод плавної зміни положення віртуальної антени шляхом синхронної різнополярної зміни рівнів сигналів, що надходять з двох попарно сусідніх антен.

Для оціночного аналізу рішень такої побудови тракту було здійснено моделювання функціонування системи за допомогою пакету Matlab/Simulink.

З метою спрощення моделі та зменшення часу моделювання було здійснено певне припущення, а саме здійснене моделювання виключно принципу обробки сигналу, що підлягає аналізу. В модель не було включено гетеродини, перетворювачі частоти та фільтри проміжних частот. Це не порушує адекватності моделювання тому що усі частотні перетворення які використано у фізичній моделі мають за мету забезпечення селекції по сусідніх та дзеркальних каналах і лише здійснюють перенос спектру, при цьому як спектральний склад сигналу, що обробляється, так і часові параметри залишаються незмінними.

Метою моделювання є:

- аналіз форми реконструйованого сигналу, який використовується для визначення фазового зміщення у вхідному сигналі в залежності від руху вібраторів антенної решітки, що комутується;
- аналіз залежності форми реконструйованого сигналу від співвідношення сигнал/шум, що надходить з антени;
- аналіз залежності похибки визначення кута надходження сигналу та прив'язки до азимутальної шкали в межах $0^0 \dots 180^0$ від співвідношення сигнал/шум.

Допплерівський зсув частоти який створено рухомим об'єктом можна знайти за формулою:

$$f_D = \frac{Vf}{c} , \quad (3.1)$$

де V – швидкість рухомого об'єкта;

f – частота випромінюваного сигналу;

c – швидкість світла.

Антенний масив фізичної моделі пеленгатора складається з 8 антен. Антени масиву є рівновіддаленими відносно центру, таким чином складають правильний восьмикутник. Відстань між окремими антенними елементами для однозначного виміру фази повинна бути менше половини довжини хвилі прийнятого сигналу, на практиці вибирають $1/3$ довжини хвилі [8]. З урахуванням цього радіус розташування антен можна знайти за формулою:

$$R = a \sqrt{\frac{k}{k-1}} , \quad (3.2)$$

де a – сторона восьмикутника;

k – константа, значення якої $1 + \sqrt{2}$.

При побудові моделі з метою спрощення кількість антен решітки було зменшено до чотирьох системи. Отриманий результат при цьому дасть змогу оцінити ефективність використаного методу побудови пеленгатора, оскільки буде завідомо гірше, ніж результат з вісьмома антенами. Функціональну схему моделі, що було розроблено, наведено на рис.3.1.

Сигнал, який підлягає обробці задля визначення напрямку, формується за допомогою наступних модулів (рис.3.2):

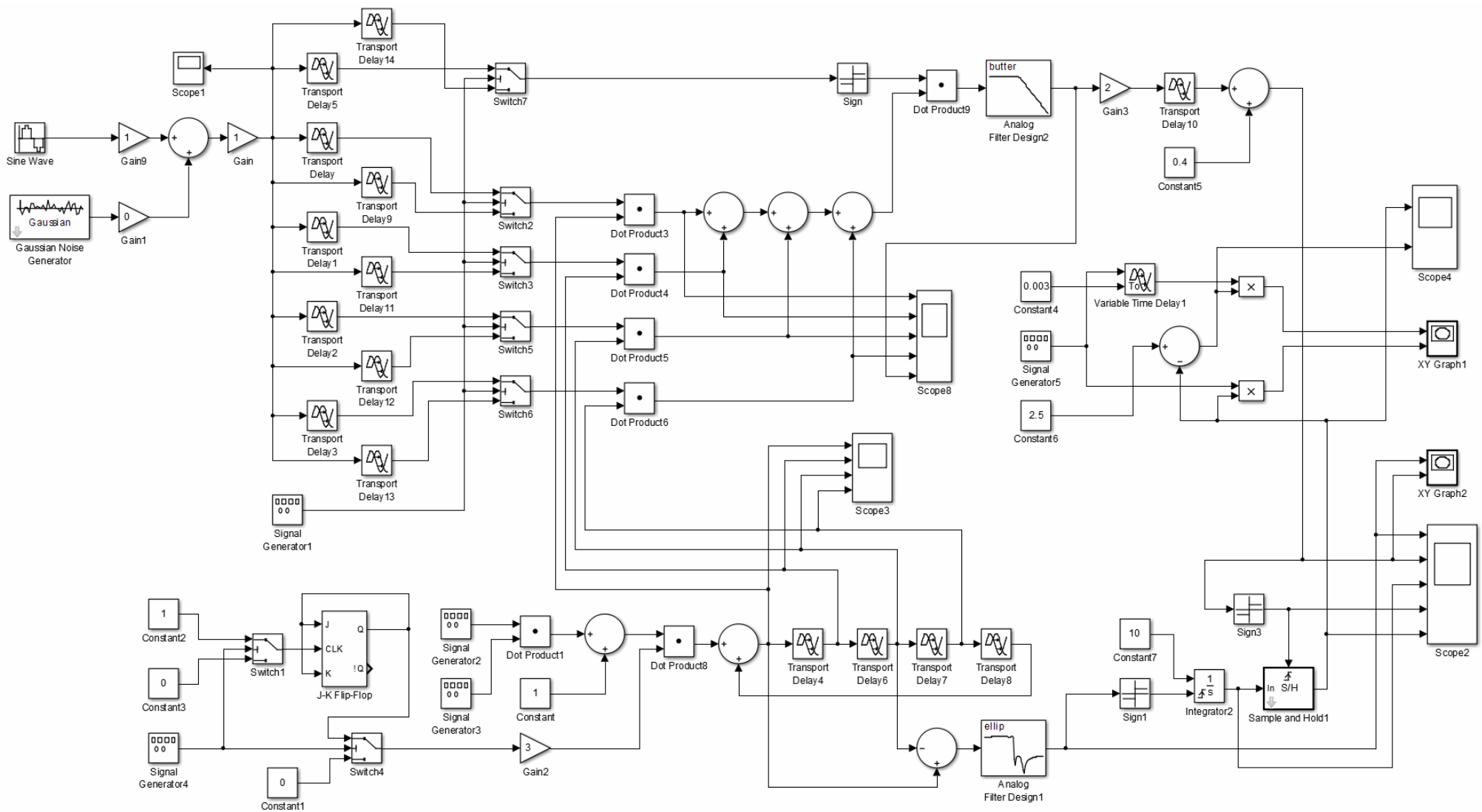


Рисунок 3.1 – Модель тракту обробки сигналу псевдо-доплерівського пеленгатора

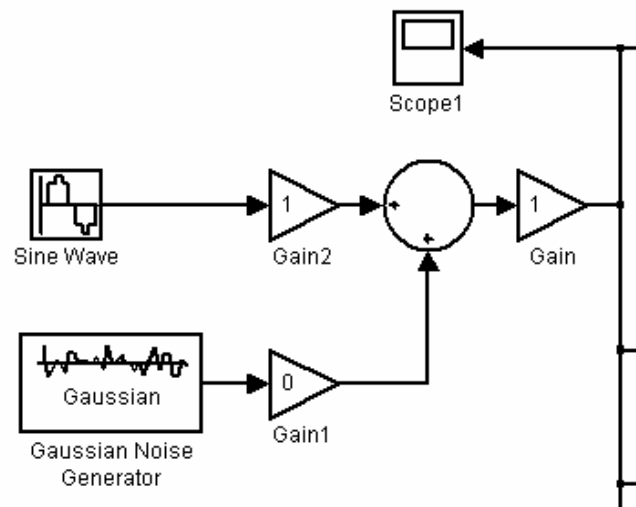


Рисунок 3.2 – Модель формування сигналу

Sine Wave – генератор синусоїдального сигналу призначений для формування сигналу, що підлягає визначенню; Gaussian Noise Generator – генератор шуму, що дозволяє імітувати ступень спотворення сигналу шумами; Gain9 – підсилювач, який призначений для регулювання потужності вхідного сигналу; Gain1 – підсилювач, який призначений для регулювання потужності шуму, Gain1 та Gain9 – визначають співвідношення сигналу та шуму у вхідному сигналі; Adder – суматор, що здійснює змішування сигналу та шуму, Scope1 дозволяє контролювати форму вхідного сигналу.

Для здійснення моделювання сигналів, що надходять з антен решітки було використано блоки затримки Transport Delay, які імітують зсув фронту хвилі Θ_i (рис.2.3), що надходить. Співвідношення затримок визначає кут хвилі, що надходить до решітки. З метою моделювання реакції системи та перехідного процесу в системі при зміні кута надходження фазового фронту плоскої хвилі сигналу було використано два набори блоків затримки Transport Delay та комутатор періодичного перемикавання комплектів, що дозволило моделювати періодичну зміну кута надходження сигналу завдяки різному співвідношенню затримок в різних комплектах блоків затримки, що визначають кут хвилі, що надходить до решітки Transport Delay (рис.3.3). Перший набір реалізовано на блоках Transport Delay₀,..., Transport Delay₃, другий набір реалізовано на блоках Transport Delay₉, Transport Delay₁₁, Transport Delay₁₂, Transport Delay₁₃.

Комутатор реалізовано з використанням блоків Switch2, Switch3, Switch5, Switch6. Керування комутатором здійснює генератор Signal Generator1. Блоки Transport Delay5, Transport Delay14, Switch7 імітують поведінку каналу надходження сигналу від центральної антени.

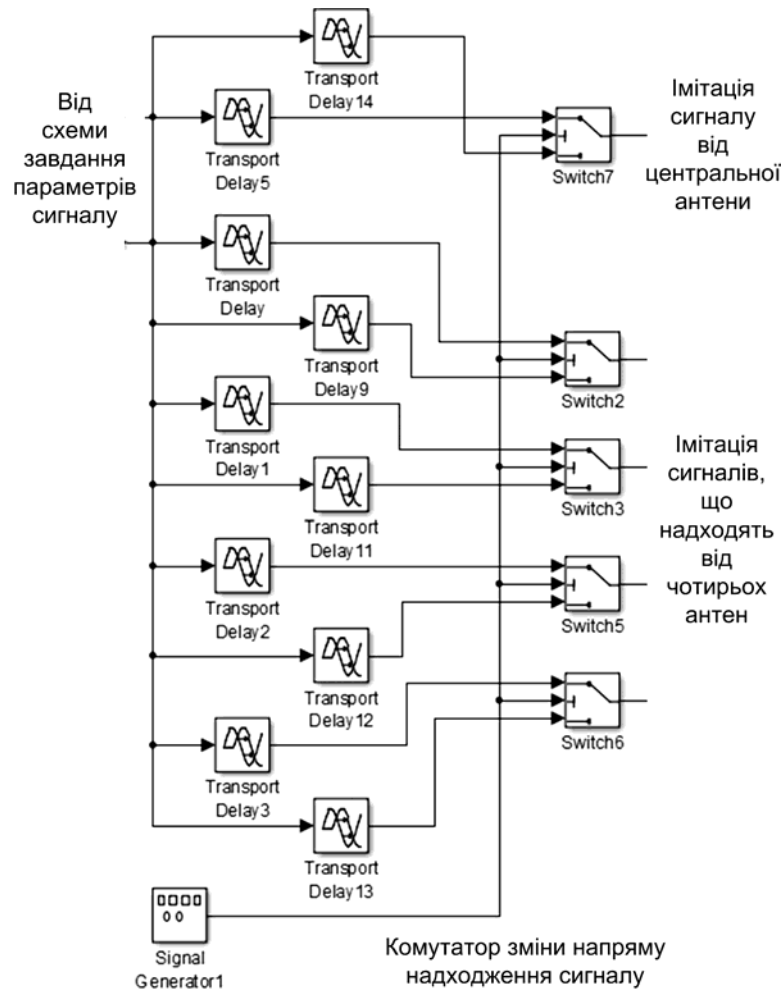
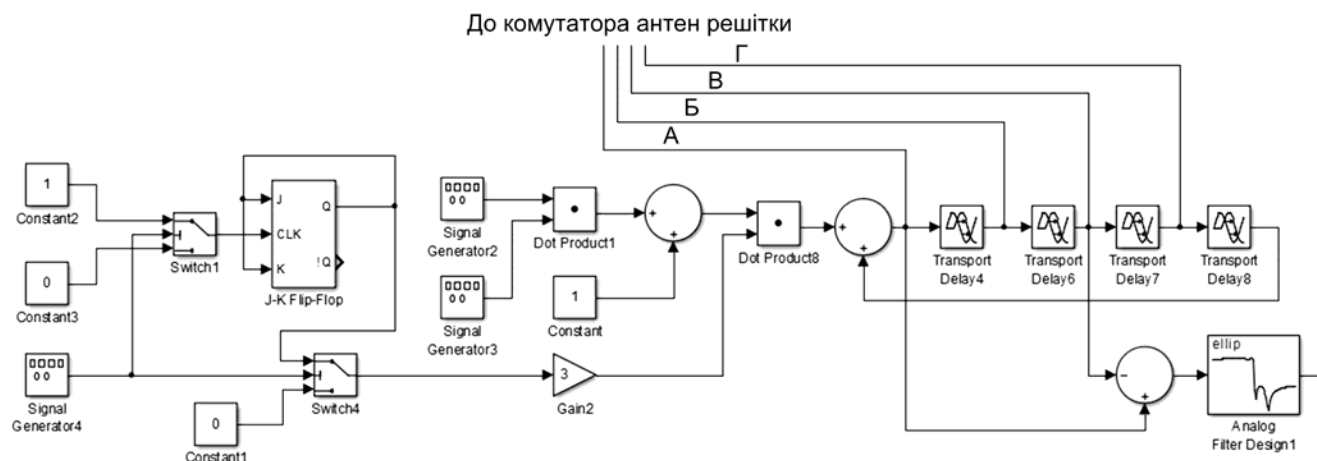
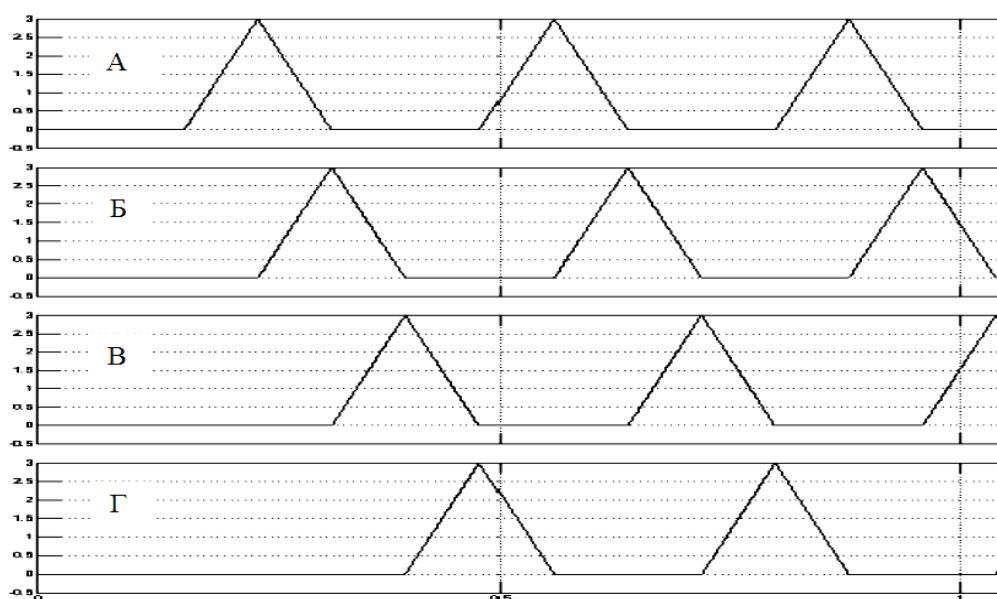


Рисунок 3.3 – Модель формування сигналу антенної решітки

Для плавного руху віртуальної антени треба послідовно змінювати амплітуди сигналів з попарно сусідніх антен, що надходять до суматора. Задля цього до складу моделі включено розподільувач сигналів трикутної форми. До складу розподільувача входить генератор трикутного сигналу, який виконано за допомогою модулів, які розташовані зліва від Dot_Product8, та лінія затримки зі зворотнім зв'язком, яка побудована з застосуванням Transport Delay4, Transport Delay6, Transport Delay7, Transport Delay8 та суматора. Структуру розподільувача та часові діаграми, які генерує розподільувач, наведено на рис.3.4.



а)



б)

Рисунок 3.4 – Розподільувач сигналів трикутної форми:

а) модель; б) часова діаграма

Комутатор антен – це фізично керований атенуатор сигналів антен. Він був змодельований за допомогою модулів Dot Product3, Dot Product4, Dot Product5, Dot Product6, які здійснюють керування амплітудою сигналів що надходять з антен, та суматорів. Фрагмент моделі комутатора наведено на рис.3.5.

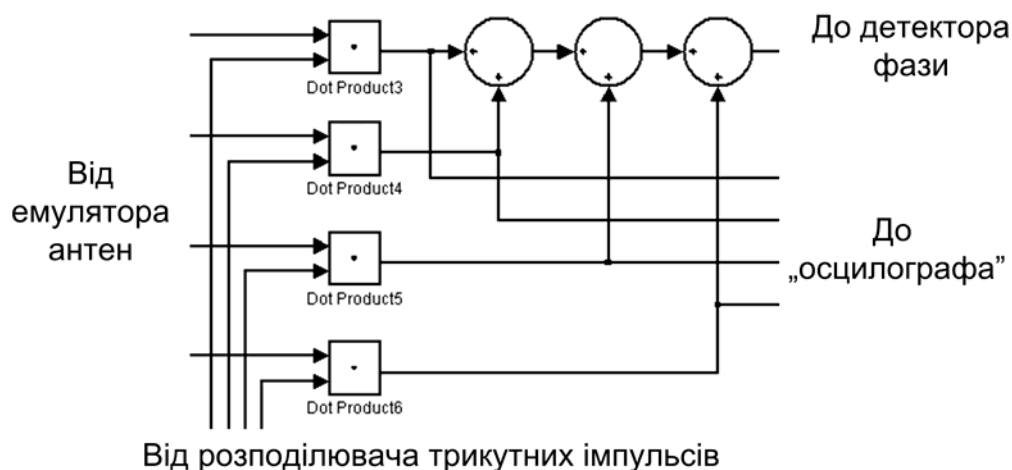


Рисунок 3.5 – Модель комутатора антен

Після формування сигналу від антени з електронним обертанням, він подається на модуль фазового розрізнення, де відбувається виділення сигналу, який несе інформацію про фазовий зсув вхідних сигналів антен. Для цього застосовується сигнал від нерухокої антени. В результаті після проходження виділеного сигналу через фільтр нижніх частот залишається сигнал, фазовий зсув якого відносно еталонного несе інформацію про напрямок приходу сигналу від джерела радіовипромінювання (рис. 3.6).

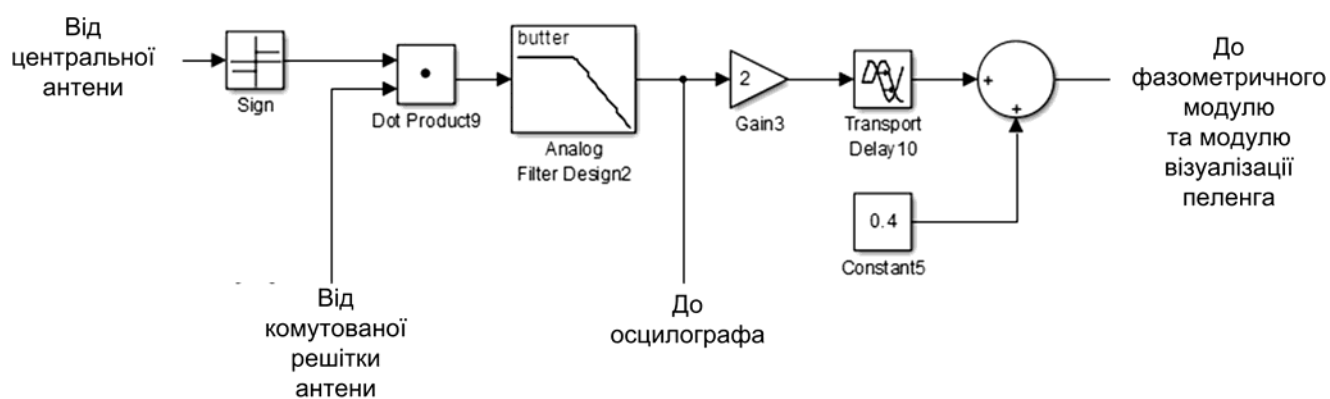


Рисунок 3.6 – Модуль обробки фазового зсуву

Головна мета моделювання є аналіз залежності вихідних сигналів від співвідношення сигнал-шум на вході системі при різкій зміні напрямку приходу фронту хвилі.

Для визначення залежності вихідного сигналу від співвідношення сигнал-шум було здійснене порівняння сигналу, що імітує фазовий зсув вхідних сигналів, при різному співвідношенні сигнал-шум у межах від чистого сигналу до практично чистого шуму. Сумарна амплітуда вхідного сигналу та шуму підтримувалась незмінною. Контроль сигналів здійснювався за допомогою осцилографів Score1 та Score8. Фазовий зсув, що вносить фільтр нижніх частот у канал обробки, є незмінним тому може бути врахованим програмно і на результат моделювання не впливає. Затримки в інших модулях не було враховано, оскільки ці затримки є значно меншими за чверть періоду коливання, цьому не змінюють характеру та співвідношення у вихідних сигналах.

На рисунку 3.7 наведено схему детектора фазового співвідношення, на входи якого подаються сигнал від суматорів, а на виході фазові зсуви вхідних сигналів від антен перетворюється в напругу, величина якої пропорційна величині фазових зсувів сигналів антен. Таким чином, величина напруги на виході детектора фазового співвідношення пропорційно куту надходження фазового фронту плоскої хвилі сигналу, що пеленгується.

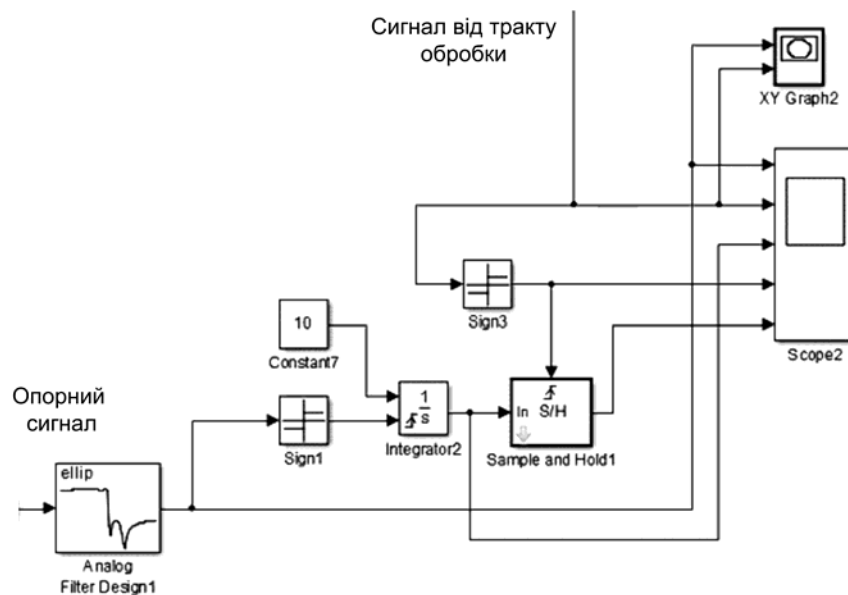


Рисунок 3.7 – Детектор фазового співвідношення

Детектор виконано з застосуванням перетворювачів синусоїдальної форми сигналу в прямокутну – Sing1, Sign3, генератора сигналу, що лінійно змінюється

Integrator2, та пристрою вибору – зберігання Sample and Hold1. Швидкість змінення сигналу завдається константою Constant7.

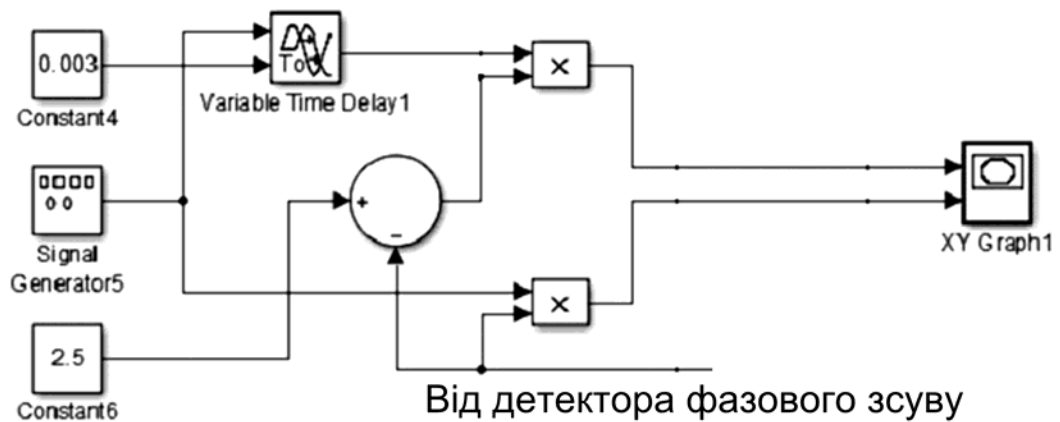


Рисунок 3.8 – Схема візуалізації пеленга

З метою спрощення, моделювання здійснюється в межах $0-180^0$. Модуль візуалізації пеленга реалізовано з використанням двох блоків множення двох гармонійних сигналів з фіксованим фазовим зсувом, що утворено із сигналу, що генерується блоком Signal Generator5, на сигнали від детектора фазового співвідношення. При збільшенні сигналу від детектора фазового співвідношення амплітуда з виходу нижнього блока множення також збільшується. На верхній блок множення подається різниця вхідного сигналу від детектора фазового співвідношення та константи Constant6. Таким чином, при збільшенні вхідного сигналу трапляється зменшення різницевого сигналу та відповідно сигналу з верхнього блока множення сигналу. Це дозволяє відображувати кут надходження фронту хвилі в межах $0-180^0$. Фіксований фазовий зсув визначається затримкою в блоці Variable Time Delay1 яка завдається константою Constant4. Цей фазовий зсув дозволяє визначити форму фігури Ліссажу, яка буде вказувати кут надходження фронту хвилі в межах $0-180^0$ та може бути завдана як лінія чи еліпс. Кут надходження фронту хвилі буде відображено на осцилоскопі XYGraph1. Схема пристрою візуалізації пеленга наведена на рисунку 3.8.

4 ФАЗОВИЙ ПЕЛЕНГАТОР-ІНТЕРФЕРОМЕТР

4.1 Аналіз принципу функціонування моноімпульсного пеленгатора

У системах порівняння фаз (інтерферометрах) вимірюється різниця фаз в двох каналах. Фазовий фронт плоскої хвилі, що приходить під кутом θ від напрямку візування, повинен пройти додаткове відстань, де d – відстань, що розділяє дві антени (рис.4.1).

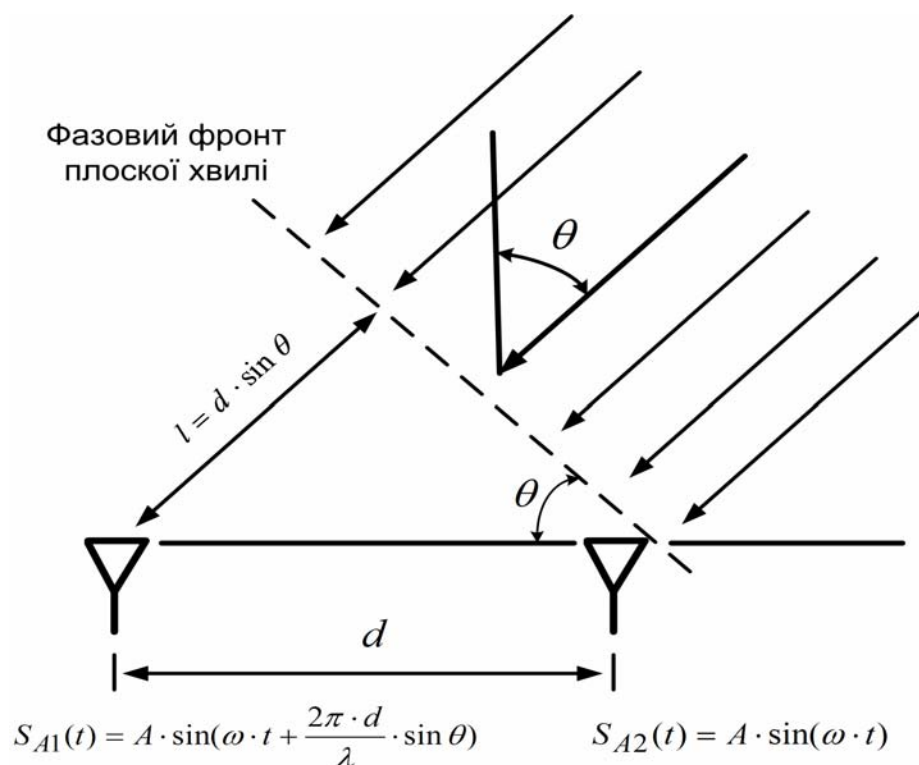


Рисунок 4.1 – Двоканальний інтерферометр

Результуючий фазовий зсув можна виразити як:

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta = \frac{2\pi d}{c} f \sin \theta \quad (4.1)$$

Максимальний рознос антен для повної зміни фази не більше 2π (для однозначного виміру кута) становить половину довжини хвилі, для якої зміна фази $\pm\pi$ відбувається в кутовий області $\pm 90^\circ$. Рівняння 4.1 показує, що помилки

вимірювання фази прямо пропорційні помилок базової лінії d , помилок вимірювання несучої частоти f , а також тепловому шуму [14].

Щоб скористатися перевагами базових ліній, довших, ніж $\lambda/2$, використовують кілька базових ліній, при цьому більш короткі з них дозволяють кутові неоднозначності довших. Наприклад, можлива конфігурація з чотирма антенами з використанням базових ліній $\lambda/2$, λ і 2λ . В цьому випадку фазовий зсув по найдовшій базової лінії може досягати 4π , а кутовий дозвіл покращено в 4 рази. Розмір найдовшою бази обмежений роздільною здатністю коротших. Наприклад, якщо діапазон $-\pi \dots +\pi$ пари базових ліній $\lambda/2$ отже бути розділений на сектори $\pi/8$, наступна довша базова лінія може бути до 8 разів довше першої. У такій системі проблема узгоджених фазових зрушень в широких діапазонах в компонентах стає критичною проблемою.

Вплив теплового шуму на інтерферометричні вимірювання пеленга можна знайти за допомогою рівняння 4.1 і виведення зміни фази через шум, приймаючи до уваги, що

$$\delta\theta = \frac{\partial\theta}{\partial\phi} \Delta\phi$$

Тоді швидкість зміни вимірювання пеленга щодо зміни фази дорівнює:

$$\frac{\partial\theta}{\partial\phi} = \left(\frac{\partial\phi}{d\theta}\right)^{-1} = \left(\frac{2\pi d \cos\theta}{\lambda}\right)^{-1}$$

Розрахунок середньоквадратичної помилки пеленга через середньоквадратичну фазову помилку дає:

$$\sigma_{\theta} = \sigma_{\phi} \left(\frac{\lambda}{2\pi d \cos(\theta)} \right) \quad (4.2)$$

Середньоквадратичну зміну фази внаслідок впливу шуму можна обчислити, використовуючи векторну діаграму на рисунку 4.2, де вісь I – „in phase” або $\varphi = 0$, Q – „quadrature”, або $\varphi = -\pi/2$.

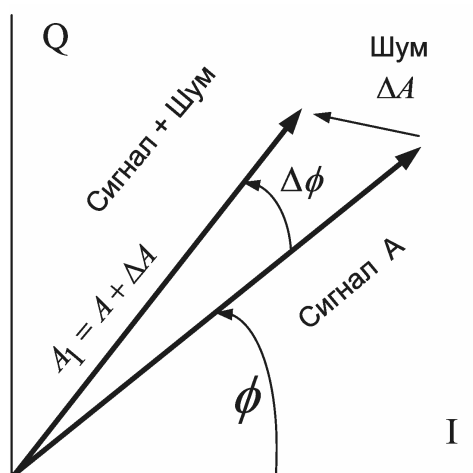


Рисунок 4.2 – Діаграма варіації фази під впливом шуму

Величина $\Delta\varphi$ – це збільшення фази, викликане шумовим впливом ΔA . Тоді:

$$\cos \Delta\varphi = \frac{|A|^2 + |A_1|^2 - |\Delta A|^2}{2|A| \cdot |A_1|}.$$

Для відносно високого співвідношення сигнал/шум $\Delta\varphi$ буде малим, так що $\cos \Delta\varphi \cong \Delta\varphi/2$ і $A_1 \cong A$. Це дає:

$$1 - \frac{\Delta\varphi^2}{2} \cong 1 - \frac{1}{2} \frac{|\Delta A|^2}{|A|^2}$$

або

$$\Delta\varphi^2 \cong \frac{|\Delta A|^2}{|A|^2}. \quad (4.3)$$

Оскільки ΔA – це вектор миттєвого шуму, A – вектор сигналу, права частина формули 4.3, усереднена за часом, є зворотною величиною співвідношення сигнал/шум, а ліва частина – дисперсією вимірювання фази:

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{SNR},$$

де SNR – співвідношення сигнал/шум.

З огляду на рівняння 4.2 середньоквадратичне змінення вимірювання фазового фронту плоскої хвилі внаслідок впливу шуму дорівнює:

$$\sigma_{\theta} = \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta \sqrt{SNR}} \quad (4.4)$$

Реалізація широкосмугового фазового інтерферометра являє собою дуже складну задачу збереження інформації про фазовий зсув на будь-якій частоті в декількох прийомних каналах. Це вимагає введення тестових сигналів на частоті, що цікавить, для цілей калібрування або деяких інших методів таких як мультиплексування одного приймача між двома або більше антенами. Зміна фази в залежності від старіння компонентів, змін температури і операцій з технічного обслуговування означає, що проста калібрування у діапазоні із застосуванням таблиці не дозволить проводити вимірювання напрямку приходу фазового фронту плоскої хвилі з достатньою точністю у діапазоні мікрохвиль.

Порівняння фази сигналів від двох окремих антен може використовуватися для визначення напрямку приходу фазового фронту плоскої хвилі сигналу (рис. 4.1). Недоліком цього підходу, як і всіх методів миттєвого вимірювання напрямку приходу фазового фронту плоскої хвилі, є помилка, викликана наявністю більш ніж одного сигналу під час вимірювання кута.

Необхідність покриття азимута на 360^0 для системи пеленгації в поєднанні з необхідністю миттєвого (моноімпульсного) вимірювання пеленга призводить до необхідності застосування кругової антеною решітки, яка може забезпечити точні, миттєві вимірювання пеленга в широкій смузі пропускання на всі 360^0 [15].

4.2 Математичне обґрунтування роботи чотирьохелементного інтерферометра

Геометричні співвідношення в антені, що показана на рисунку 4.3, де R – радіус решітки, в той час як азимут надходження фазового фронту плоскої хвилі сигналу $s(t)$ задається як φ в той час як кут надходження сигналу у вертикальній площині (зеніт) дорівнює α відносно площини масиву. Частота сигналу подана

як $f = c/\lambda$, кількість елементів антени $N=4$, а c – швидкість світла. Передбачається, що $R < \lambda/4$, щоб не виникали фазові двозначності.

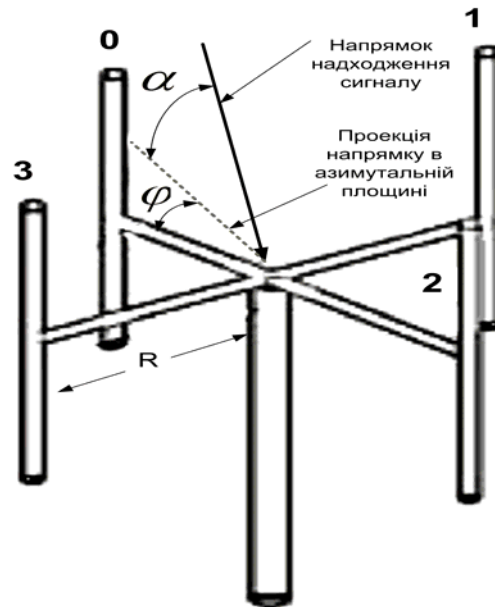


Рисунок 4.3 – Чотирьох елементна антенна решітка

Якщо $s(t)$ представляє сигнал в центрі решітки, то в кожному елементі антени копія $s(t)$ існує, але дещо зміщена у фазі. Таким чином:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= s(t) \cos(\alpha) e^{j \cos(\alpha) \theta_0} \\ s_1(t) &= s(t) \cos(\alpha) e^{j \cos(\alpha) \theta_1} \\ s_2(t) &= s(t) \cos(\alpha) e^{j \cos(\alpha) \theta_2} \\ s_3(t) &= s(t) \cos(\alpha) e^{j \cos(\alpha) \theta_3} \end{aligned} \quad , \quad (4.5)$$

де θ_i – цей фазовий зсув. Множення $\cos(\alpha)$ на $s(t)$ дає амплітуду вхідного сигналу $s(t)$, перпендикулярну площині решітки, оскільки кут падіння сигналу щодо цієї площини дорівнює α .

На рисунку 4.4 різницю фаз на елементі 1 антени можна обчислити наступним чином:

$$\cos \alpha \sin \varphi = \frac{d_{1c}}{R} \quad (4.6)$$

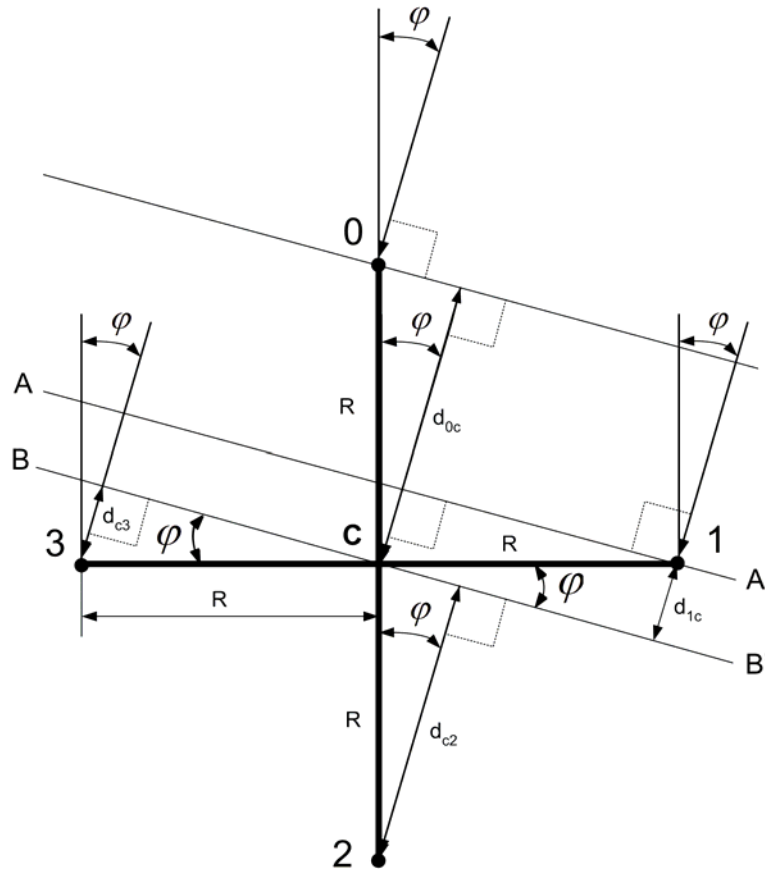


Рисунок 4.4 – Фазові лінії та позначення кутів для чотирьохелементної кругової антенної решітки

де d_{1c} – відстань, пройдена фазовим фронтом плоскої хвилі сигналу від ізофазної лінії $A - A'$ до ізофазної лінії $B - B'$ у площині масиву.

Оскільки

$$\theta_{1c} = 2\pi \cdot f \cdot \Delta t_{1c} = \frac{2\pi \cdot c \cdot \Delta t_{1c}}{\lambda} = \frac{2\pi \cos \alpha d_{1c}}{\lambda} = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \quad (4.7)$$

та

$$\sin \beta = \cos \left(\beta - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.8)$$

для будь-якого β так, що:

$$\theta_{1c} = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.9)$$

Відстань, яку повинен пройти сигнал між центром решітки – лінією $B - B'$ та антеною 2, визначається як:

$$d_{c2} = R \cos \alpha \cos \varphi, \quad (4.10)$$

тоді як відповідний фазовий зсув задається як:

$$\theta_{c3} = -\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi = -\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right), \quad (4.11)$$

де фаза на антені 3 відстає від фази в центрі решітки, так що необхідний знак мінус. Відстань, яку повинен пройти сигнал між центром решітки – лінією $B - B'$ та антеною 3, позначається як d_{c3} .

Відстань, яку повинен пройти сигнал між антеною 0 і центром решітки лінією $B - B'$, визначається як:

$$d_{0c} = R \cos \alpha \cos \varphi, \quad (4.12)$$

тоді

$$\theta_{0c} = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \quad (4.13)$$

Рівняння (4.5 – 4.13) можна звести до (4.14) та (4.15) :

$$s_i(t) = s(t) \cos \alpha \cdot e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cdot \cos \left(-\frac{2\pi \cdot i}{N} + \varphi \right)}, \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad (4.14)$$

та

$$\theta_i = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \left(-\frac{2\pi \cdot i}{N} + \varphi \right), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (4.15)$$

Для визначення пеленга потрібно розрахувати:

$$\frac{\theta_{1c}}{\theta_{0c}} = \frac{\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi}{\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi}, \quad (4.16)$$

тоді

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\theta_{1c}}{\theta_{0c}} \right). \quad (4.17)$$

Цей розрахунок дає $0 \leq \varphi < \pi$, тому θ_{c2} та θ_{c3} використовуються для визначення, з якої сторони решітки надходить сигнал.

Визначити висоту можна наступним чином. Можна записати:

$$\begin{aligned} \theta_{0c}^2 + \theta_{1c}^2 &= \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \alpha \cdot \cos^2 \varphi + \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \alpha \cdot \sin^2 \varphi = \\ &= \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \alpha (\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) \end{aligned}, \quad (4.18)$$

тоді кут приходу фронту сигналу:

$$\alpha = \sqrt{\cos^{-1} \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi R} \right)^2 (\theta_{0c}^2 + \theta_{1c}^2) \right]}. \quad (4.19)$$

5 АНАЛІЗ ПРИНЦИПУ РОБОТИ ТА ПОБУДОВА МОДЕЛІ ЧОТИРЬОХКАНАЛЬНОГО ІНТЕРФЕРОМЕТРА

5.1 Аналіз принципу роботи чотирьох-канального інтерферометра

Найпростішою реалізацією чотирьох-канального моноімпульсного фазового пеленгатора - інтерферометра є побудова приймального тракту пеленгатора відповідно до функціональної схеми, наведеної на рисунку 5.1 з використанням спрямованих відгалужувачів (СВ).

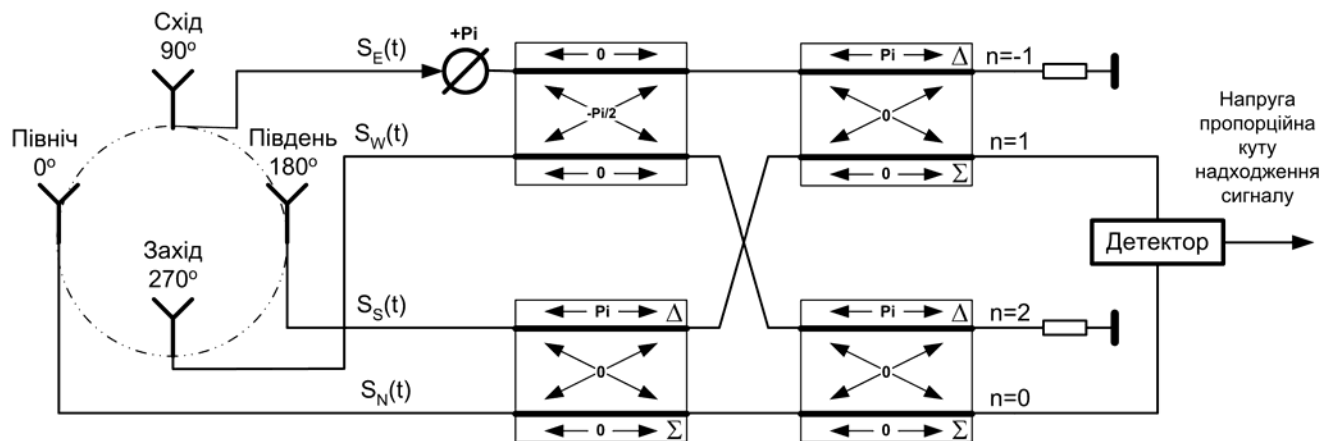


Рисунок 5.1 – Моноімпульсний фазовий пеленгатор з використанням СВ

Шляхом зсуву фази сигналу, який був прийнятий декількома антенами, зазначеними способами, а потім порівняння фазового співвідношення цих сигналів, інформація про фазу на антенній решітці перетворюється в різницю амплітуд, за допомогою якої можна розрахувати кут надходження сигналу. Одна з таких конфігурацій показана на рисунку 5.1 [16]. У цьому випадку амплітудна залежність між виходом порту 1 порівнюється з виходом порту 0 матриці Батлера.

Однією з найважливіших переваг системи цього типу є швидкість роботи. Всі необхідні обчислення виконуються в апаратному забезпеченні та доступні миттєво. Для гібриду на 180° , як правило, фазово-зміщені входи підсумовуються для одного з виходів, тоді як інший вихід підсумовує один вхід з версією зі зміщенням на 180° іншого. Гібрид 90° зміщує обидва входи на -90° , як показано на рисунку 5.1.

Ідентифікуючи північну антену з антеною 0, західну як антену 1, південну як антену 2 та східну як антену 3 і базуючись на рівняннях (4.5), рівняння для сигналів, що надходять від антенних елементів до входів матриці Батлера можна записати.

Для північної антени:

$$s_N(t) = s_0(t) = s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} \quad (5.1)$$

Для західної антени:

$$\begin{aligned} s_W(t) &= s_1(t) = s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \left(-\frac{2\pi}{4} + \varphi \right)} = \\ &= s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \left[\cos \left(-\frac{\pi}{2} \right) \cos \varphi - \sin \left(-\frac{\pi}{2} \right) \sin \varphi \right]} = \\ &= s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Для східної антени:

$$\begin{aligned} s_E(t) &= s_3(t) = s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \left(-\frac{6\pi}{4} + \varphi \right)} = \\ &= s(t) \cos \alpha \cdot e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \left[\cos \left(-\frac{3\pi}{2} \right) \cos \varphi - \sin \left(-\frac{3\pi}{2} \right) \sin \varphi \right]} = \\ &= s(t) \cos \alpha e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Для південної антени:

$$\begin{aligned}
s(t) &= s_2(t) = s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos(-\pi + \varphi)} = \\
&= s(t) \cos \alpha e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha [\cos(-\pi) \cos \varphi - \sin(-\pi) \sin \varphi]} = \\
&= s(t) \cos \alpha e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi}
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Тоді вихідний сигнал для першого ($n = 0$) порту матриці можна записати як:

S

$$\begin{aligned}
s_{n=0}(t) &= s_N(t) + s_S(t) + s_W(t) + s_E(t) e^{j \frac{\pi}{2}} \cdot e^{-j \frac{\pi}{2}} = \\
&= s(t) \cos \alpha \cdot e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} + s(t) \cos \alpha \cdot e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} + \\
&+ s(t) \cos \alpha \cdot e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi} + s(t) \cos \alpha \cdot e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi} = \\
&= s(t) \cos \alpha \cdot [e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} + e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} + e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi} + \\
&+ e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi}]
\end{aligned} \tag{5.5}$$

тоді

$$s_{n=0}(t) = s(t) \cos \alpha \left[2 \cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \varphi \right) + 2 \cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \sin \varphi \right) \right] \tag{5.6}$$

Вираз у дужках представляє фазовий зсув сигналів від антен після матриці Батлера. Вираз для амплітуди цього фазового вектора можна записати як:

$$Amplitude_{n=0} = \sqrt{\left[2 \cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right) + 2 \cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right) \right]^2} \tag{5.7}$$

Діаграма спрямованості моноімпульсної антенної решітки для нульового порту матриці ($n = 0$) відображена на рисунку 5.2.

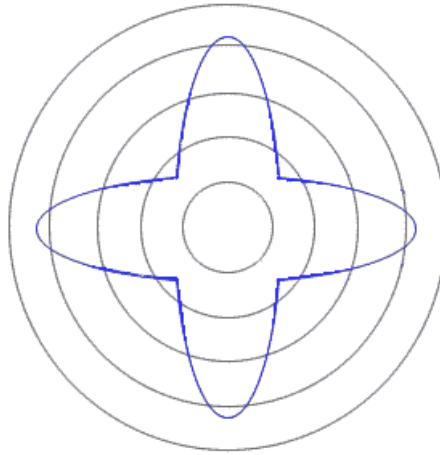


Рисунок 5.2 – Діаграма спрямованості антенної решітки для порту $n = 0$

Аналогічно, порт $n = 1$ матриці Батлера обчислюється наступним чином:

$$\begin{aligned}
 s_{n=1}(t) &= s_N(t) + s_S(t)e^{j\pi} + s_W(t)e^{-j\frac{\pi}{2}} + s_E(t)e^{j\frac{\pi}{2}} = \\
 &= s(t) \cos \alpha e^{j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} - s(t) \cos \alpha e^{-j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi} = \\
 &\quad - js(t) \cos \alpha e^{j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi} + js(t) \cos \alpha e^{-j\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Амплітуда $S_{n=1}$ дорівнює:

$$\text{Amplitude}_{n=1} = \sqrt{\left[4 \sin^2 \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right) + 4 \sin^2 \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right) \right]} \tag{5.9}$$

Діаграма спрямованості моноімпульсної антенної решітки для першого порту матриці ($n = 1$) відображена на рисунку 5.3.

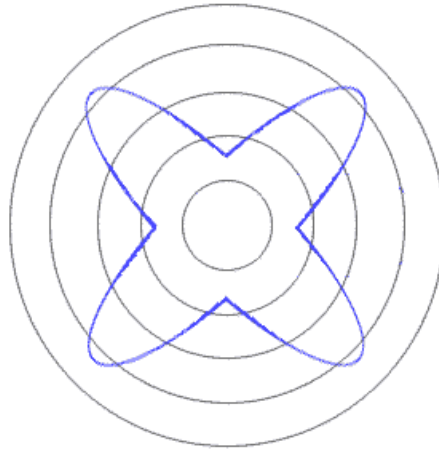


Рисунок 5.3 – Діаграма спрямованості антенної решітки
для порту $n = 1$

Подібним чином обчислюється вихід для порту $n = -1$ та для порту $n = 2$.

Запис амплітуди для порту $n = -1$ такий ж, як і для амплітуди порту $n = 1$. Отже, амплітуди на виході порту $n = 1$ або $n = -1$ можна використовувати для порівняння з пором $n = 0$ для визначення кута прибуття фазового фронту сигналу.

Беручи відношення сигналу на порту $n = 1$ до $n = 0$, отримуємо:

$$\frac{S_{n=1}}{S_{n=0}} = \frac{2s(t) \cos \alpha \left[\sin \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right) + j \sin \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right) \right]}{2s(t) \cos \alpha \left[\cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right) + \cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right) \right]} \quad (5.10)$$

Амплітудне співвідношення між портами $n = 1$ та $n = 0$ дорівнює:

$$Amplitude_{1/0} = \left\{ \left[\frac{\sin \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right)}{\cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right) + \cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right)} \right]^2 + \left[\frac{\sin \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right)}{\cos \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \cos \varphi \right) + \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha \sin \varphi \right)} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (5.11)$$

Графік співвідношення амплітуд $Amplitude_{1/0}$ відображено на рисунку 5.4 для решітки з співвідношенням $\frac{R}{\lambda} = 0,067$. Це співвідношення $Amplitude_{1/0}$ чітко залежить від кута надходження фазового фронту плоскої хвилі сигналу і даватиме різні амплітуди залежно від цього кута.

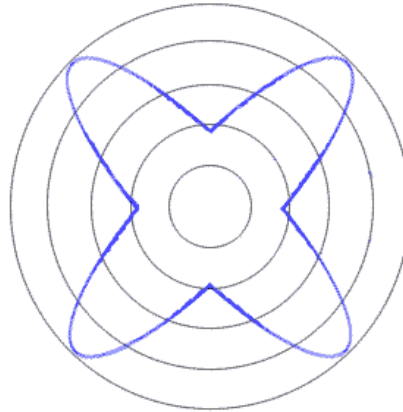


Рисунок 5.4 – Сумарна діаграма спрямованості решітки для портів $n=1$, $n=0$

Із графіку видно, що існують неоднозначності. Співвідношення дасть однаковий результат для сигналів, що надходять під різними кутами навколо решітки. Немає неоднозначностей, якщо заздалегідь передбачається, що сигнали надходять лише з обмеженого набору напрямків, наприклад, від 0 до $\pi/4$. Якщо такої апріорної інформації немає, ці неоднозначності зазвичай вирішуються за допомогою сенсорної антени, яка розташована в центрі масиву. Вона забезпечує опорну різницю фаз, що дорівнює нулю. Подібні результати будуть отримані, коли взяти відношення сигналу порту $n = -1$ до порту $n = 0$, але вони є інверсними один для одного. Цей фазовий інтерферометр використовує фазові вимірювання з високою роздільною здатністю, використовуючи фазовий дискримінатор.

При такій побудові приймального тракту існує проблема – відсутність селективності по діапазону. Недоліком цього підходу є помилка, яка може бути спричинена наявністю більше одного сигналу під час вимірювання кута. У цій ситуації, якщо один сигнал набагато сильніший, наприклад на 6дБ, ніж будь-який інший, буде виміряний кут найсильнішого сигналу однак зі збільшенням похибки

внаслідок наявності сигналів, що заважають. Другою проблемою є складність побудови та мініатюризації спрямованого відгалужувача низькочастотного діапазону.

5.2 Перебудова приймального тракту інтерферометра з урахуванням недоліків прототипу

Для вирішення проблем, які властиві прототипу, потрібно перебудувати приймальний тракт таким чином, щоб зберегти усі фазові співвідношення, але додати можливість селекції сигналів по частоті та замінити спрямовані відгалужувачі елементами, які є наявними в мікромініатюрному виконанні. Це потребує наявності швидкісних синтезаторів частоти, але станом на сьогодні це не є проблемою.

Для досягнення мети по перебудові тракту пеленгатора спрямовані відгалужувачі було замінено їх еквівалентами з використанням ліній затримки та суматорів. Оскільки фізично не можна прискорити сигнал в східному каналі, сигнал цього каналу було подано безпосередньо, а сигнали всіх інших каналів було затримано на $\pi/2$ рисунку 5.5. На цьому етапі перебудови схеми ще немає елементів, що здійснюють частотну селекцію сигналів.

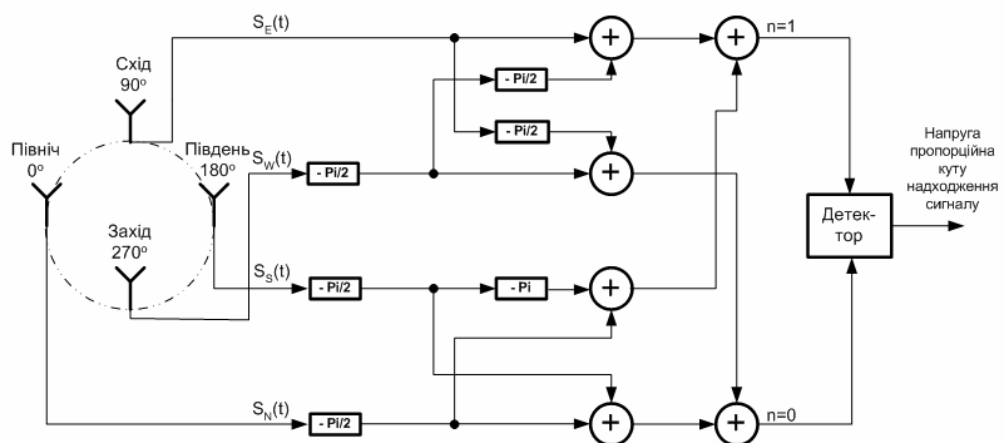


Рисунок 5.5 – Фазовий пеленгатор – інтерферометр з використанням фазообертачів

На наступному етапі в схему було введено селективні елементи та для отримання фазових зсувів між сигналами в каналах застосовано синтезатори

частоти із квадратурними виходами, що дає можливість отримати каналні сигнали із потрібними фазовими співвідношеннями після перемноження сигналів, що надходять від антен на сигнали гетеродинів, що мають фазові зсуви $\pi/2$.

Таким чином було вирішено дві задачі:

- перша – забезпечення потрібних фазових зсувів,
- друга – перенос вхідної частоти сигналів антен на проміжну частоту задля забезпечення селекції сигналів по частоті за допомогою фільтрів проміжної частоти.

Структурна схема запропонованого перебудованого приймального тракту наведена на рисунку 5.6.

Сигнали від антен $S_E(t)$, $S_W(t)$, $S_S(t)$, $S_N(t)$, надходять до перших перетворювачів частоти де перемножуються з сигналами $S_{synI1}(t) = A \cos(\omega_1 t)$ та

$S_{synQ1}(t) = A \sin(\omega_1 t) = A \cos(\omega_1 t - \frac{\pi}{2})$, що поступають від синтезатора частоти. На

виходах перших перетворювачів частоти $ПЧ - 1$ утворюються сигнали сумарної та різницевої частот із фазовим співвідношенням в каналах, яке визначається фазовим співвідношенням сигналів синтезатора частоти. На входах перших перетворювачів частоти встановлено фільтри проміжної частоти BP_F1 , які пропускають проміжну частоту $F1$ та забезпечують селективність вхідних сигналів по частоті.

Сигнали чотирьох каналів проміжної частоти $F1$ поступають на входи перетворювачів частоти $ПЧ - 2$ де перемножуються з сигналами

$S_{synI2}(t) = A \cos(\omega_2 t)$ та $S_{synQ2}(t) = A \sin(\omega_2 t) = A \cos(\omega_2 t - \frac{\pi}{2})$, що поступають

від синтезатора частоти. На виходах других перетворювачів частоти $ПЧ - 2$ утворюються сигнали сумарної та різницевої частот із фазовим співвідношенням в каналах, яке визначається фазовим співвідношенням сигналів синтезатора частоти. На входах других перетворювачів частоти встановлено фільтри проміжної частоти BP_F2 , які пропускають проміжну частоту $F2$ та забезпечують додаткову селективність вхідних сигналів по частоті. В схемі застосовано лінію затримки сигналу одного з каналів на $\pi/2$, що не є проблемою при такій побудові приймального тракту, оскільки затримка здійснюється на фіксованій проміжній частоті в відносно невеликій смузі частот.

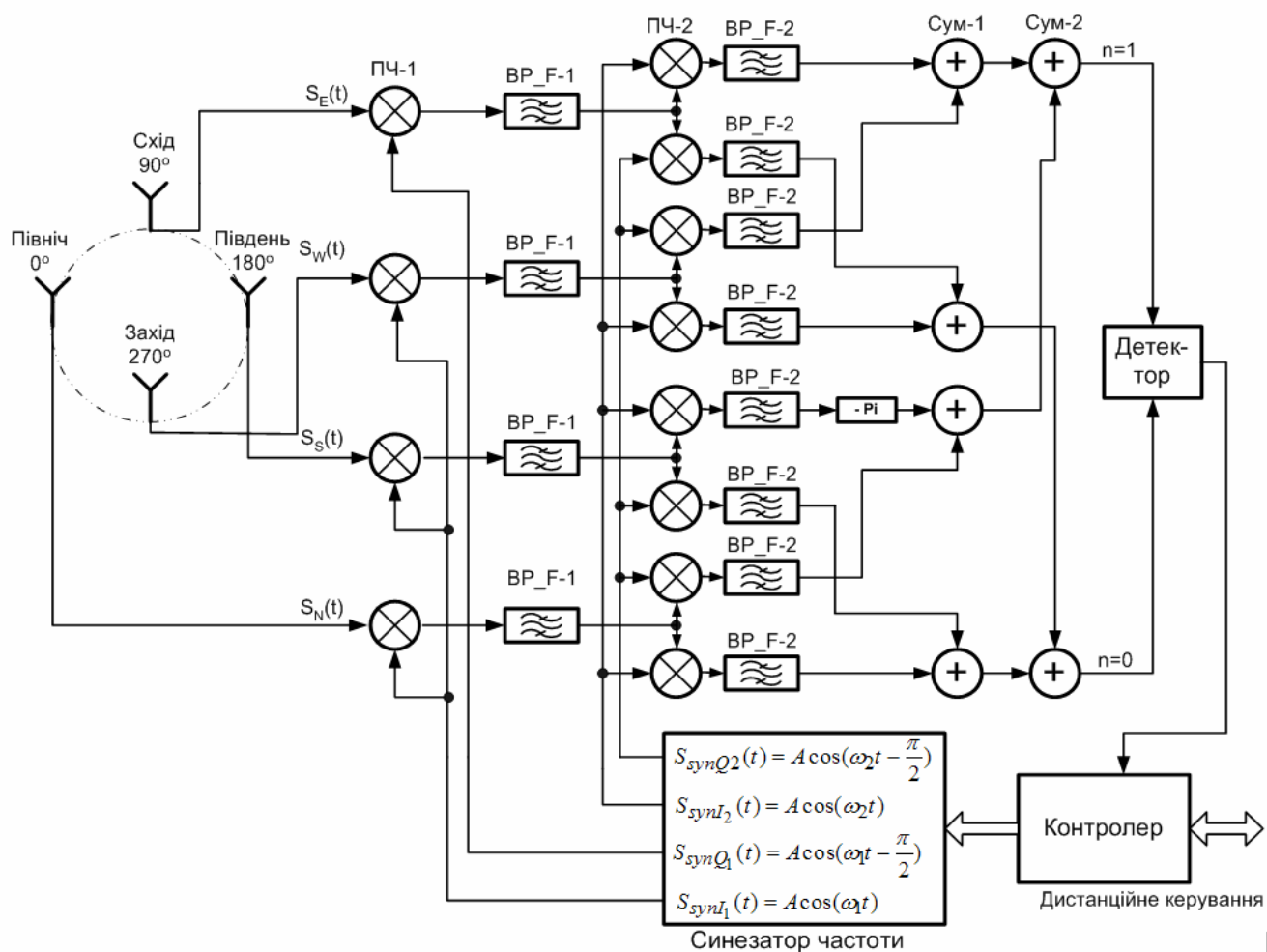


Рисунок 5.6 – Структурна схема тракту обробки сигналу інтерферометра

5.3 Побудова модель тракту обробки сигналу пеленгатора - інтерферометра

На основі отриманої в результаті вищенаведених перетворень функціональної схеми прототипу було розроблено модель, що наведено на рисунку 5.7, для дослідження в середовищі Matlab/Simulink властивостей роботи запропонованого рішення в умовах різкої зміни напрямку надходження фронту радіохвилі при різних співвідношеннях сигнал/шум.

Антенний масив пеленгатора складається з 4-х антен, які рівновіддалені відносно центру масиву, тобто складають правильний квадрат. Для однозначного виміру фази відстань між окремими антенними елементами повинна бути менше половини довжини хвилі прийнятого випромінювання на максимально високій частоті приймального діапазону.

Запропонована модель наведена на рисунку 5.7.

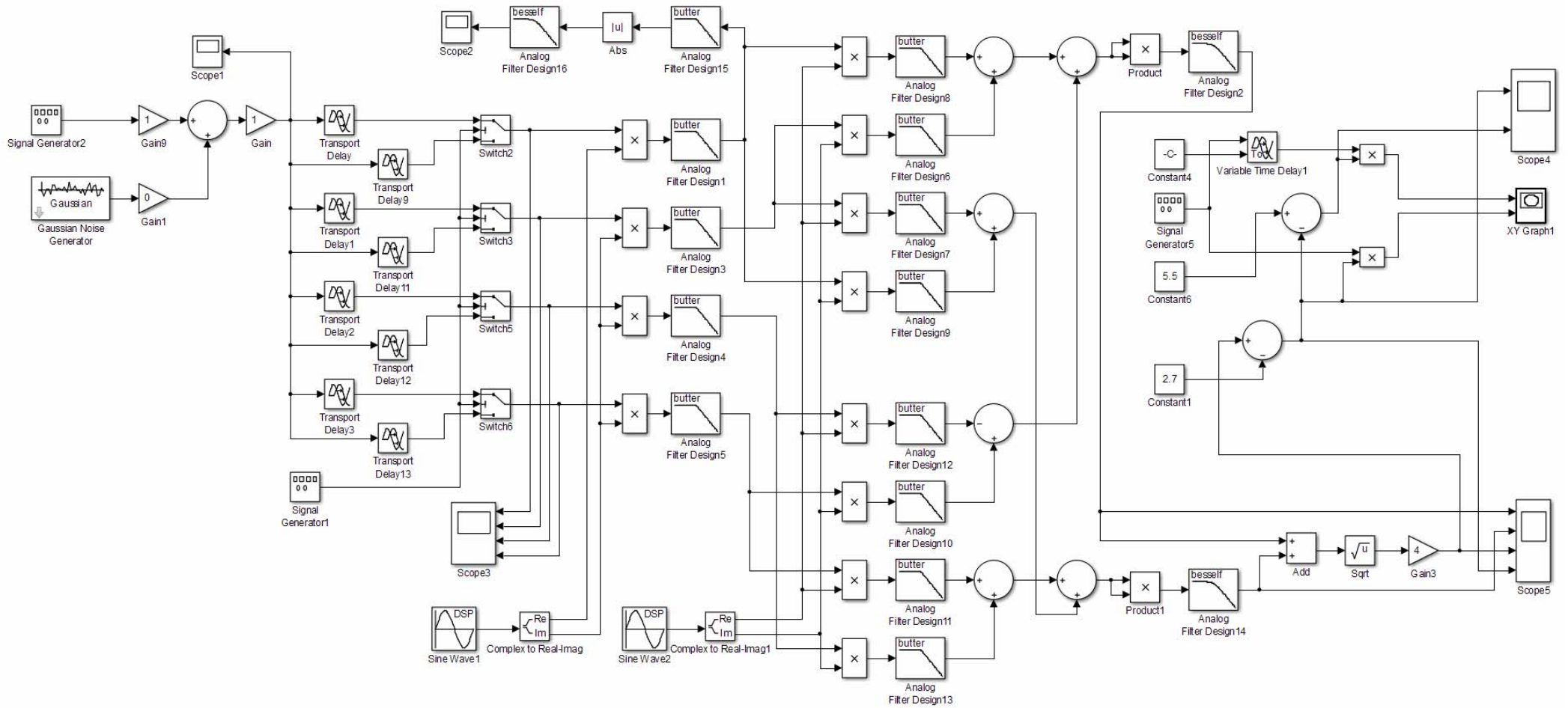


Рисунок 5.7 – Модель тракту обробки сигналу моноімпульсного пеленгатора - інтерферометра

Сигнал, що підлягає обробці з метою визначення напрямку, формується за допомогою наступних модулів (рис.5.8): Signal Generator2 – генератор синусоїдального сигналу призначений для формування сигналу, що підлягає визначенню; Gaussian Noise Generator – генератор шуму, що дозволяє імітувати ступень спотворення сигналу шумами; Gain9 – підсилювач, який призначений для регулювання потужності вхідного сигналу; Gain1 – підсилювач, який призначений для регулювання потужності шуму, Gain9 та Gain1 – визначають співвідношення сигналу та шуму у вхідному сигналі; Adder – суматор, що здійснює змішування сигналу та шуму, Gain – підсилювач, що дозволяє регулювати потужність вхідного сигналу, Scope1 дозволяє контролювати форму вхідного сигналу.

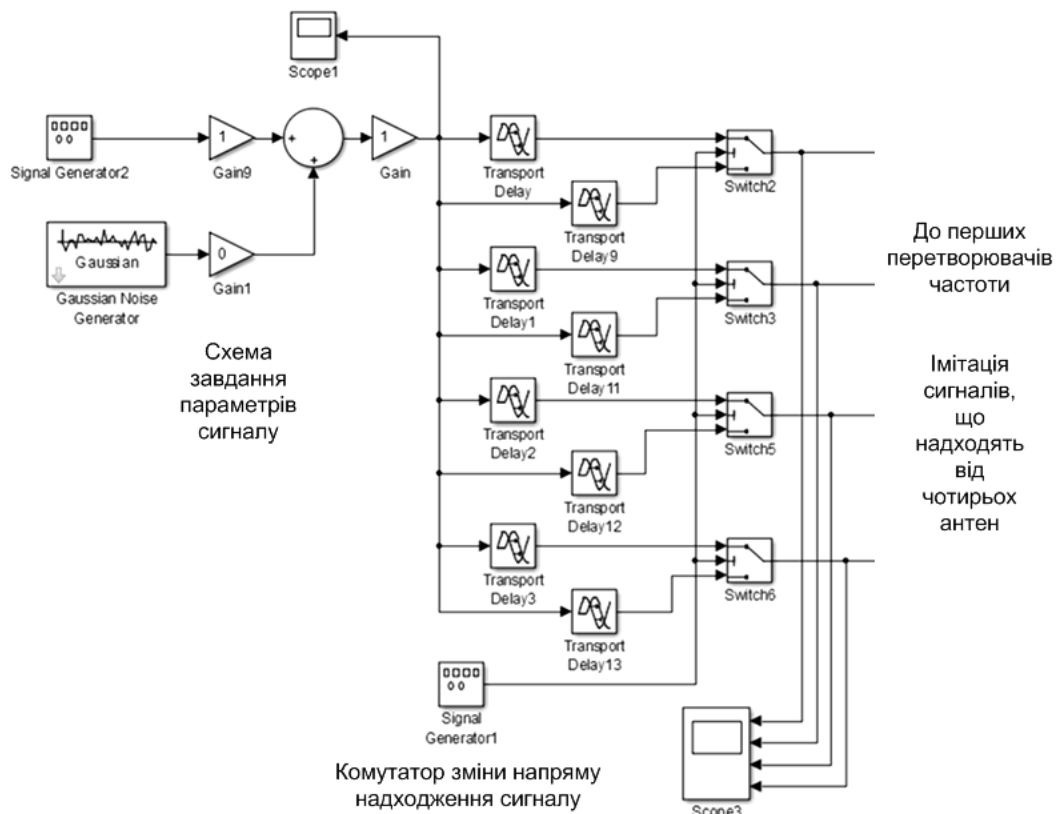


Рисунок 5.8 – Схема формування вхідних сигналів

Для здійснення моделювання сигналів, що надходять з антен решітки було використано блоки затримки Transport Delay, які імітують зсув фронту хвилі φ (рис.4.5), що надходить. Співвідношення затримок визначає кут хвилі, що надходить до решітки. З метою моделювання реакції системи та перехідного

процесу в системі при зміні кута надходження фазового фронту плоскої хвилі сигналу було використано два набори блоків затримки Transport Delay та комутатор періодичного перемикання комплектів, що дозволило моделювати періодичну зміну кута надходження сигналу завдяки різному співвідношенню затримок в різних комплектах блоків затримки, що визначають кут хвилі, що надходить до решітки Transport Delay (рис.5.8). Перший набір реалізовано на блоках Transport Delay0...Transport Delay3, другий набір реалізовано на блоках Transport Delay9, Transport Delay11, Transport Delay12, Transport Delay13. Комутатор реалізовано з використанням блоків Switch2, Switch3, Switch5, Switch6. Керування комутатором здійснює генератор Signal Generator1.

На рисунку 5.9 наведено схему, що здійснює фазові зсуви вхідних сигналів антен в чотирьох каналах відповідно на 0 та $-\pi/2$ за допомогою множення вхідних сигналів на сигнали місцевого гетеродина – синтезатора, якій імітовано за допомогою генератора Sine Wave1 та Complex to Real-Imag перетворювача, на відповідних виходах котрого присутні квадратурні сигнали відповідно з фазовими зсувами $\pi/2$ та виділення сигналів проміжної частоти ПЧ-1 фільтрами Analog Filter Design1, Filter Design3, Filter Design4, Analog Filter Design5.

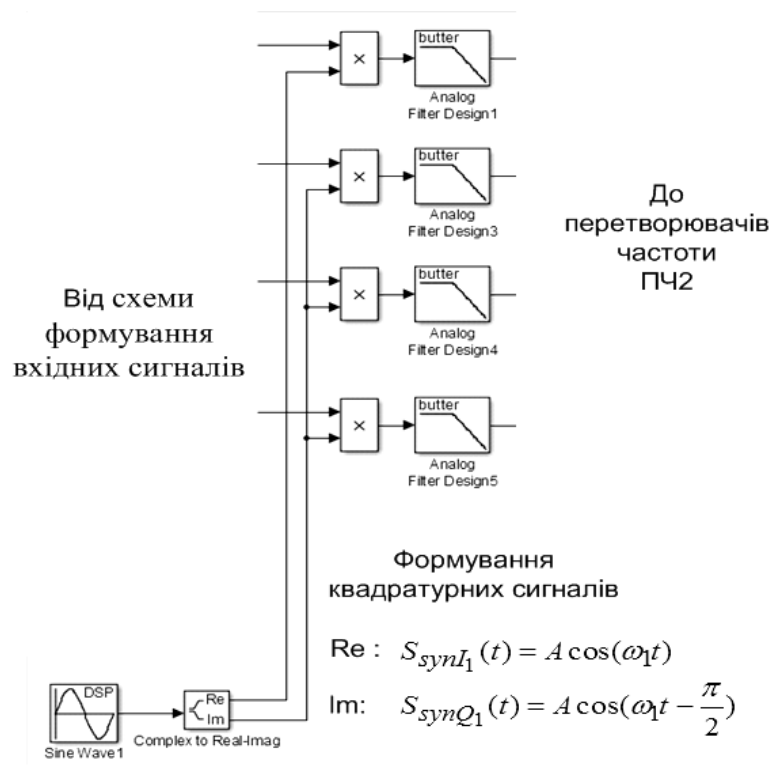


Рисунок 5.9 – Схема формування фазових зсувів сигналів на першій проміжній частоті

На рисунку 5.10 наведено схему, що здійснює фазові зсуви 0 та $-\pi/2$ сигналів чотирьох каналів першої проміжної частоти, та розгалужує їх в вісім каналів другої проміжної частоти з фазовими зсувами відповідно 0 та $-\pi/2$ за допомогою множення вхідних сигналів на сигнали місцевого гетеродина – синтезатора, якій імітовано за допомогою генератора Sine Wave2 та Complex to Real-Imag1 перетворювача, на відповідних виходах котрого присутні квадратурні сигнали відповідно з фазовими зсувами $\pi/2$ та виділення сигналів другої проміжної частоти ПЧ-2 фільтрами Analog Filter Design8, Filter Design6, Filter Design7, Analog Filter Design9, Filter Design12, Filter Design10, Filter Design11, Analog Filter Design13.

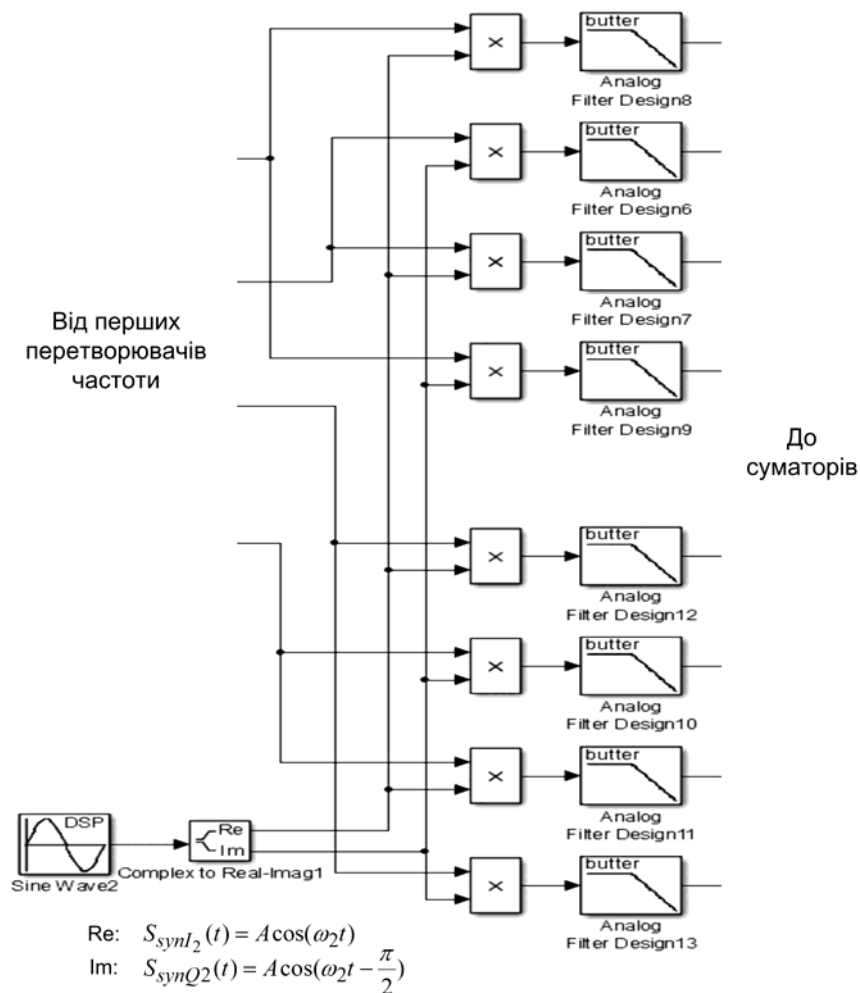


Рисунок 5.10 – Схема формування фазових зсувів сигналів на другій проміжній частоті

На рисунку 5.11 наведено схему, що здійснює формування сигналів для подавання їх на схему детектора, на виході якої фазові зсуви вхідних сигналів від антен перетворюється в напругу, величина якої пропорційна величині фазових зсувів сигналів антен. Схема являє собою набір суматорів до яких надходять сигнали другої проміжної частоти від фільтрів, що моделюють фільтри ВР-F2.

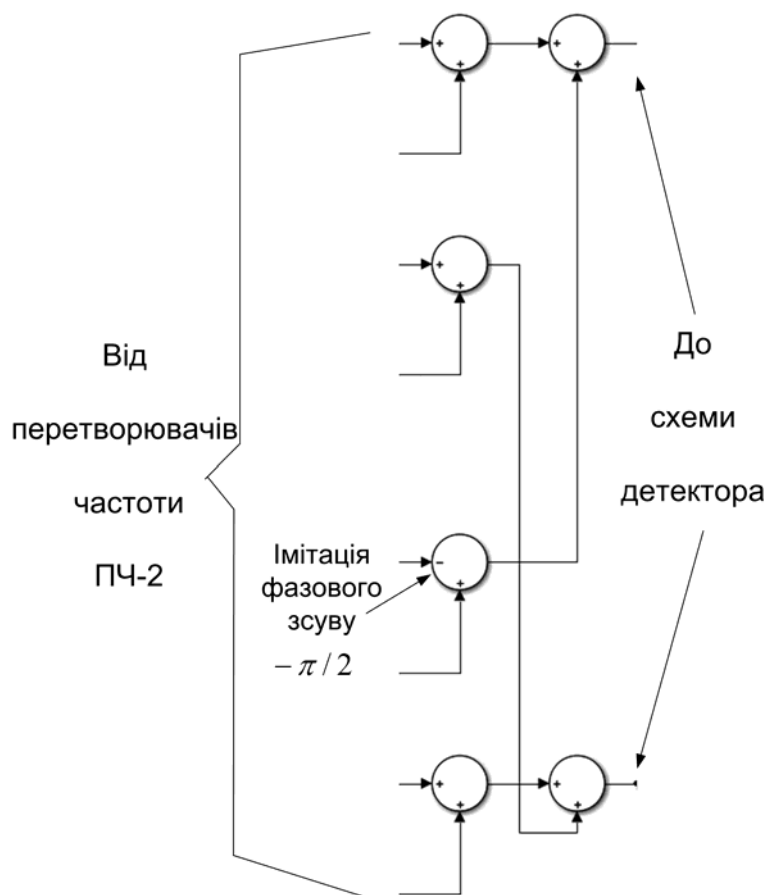


Рисунок 5.11 – Схема формування сигналів для детектора

На рисунку 5.12 наведено схему детектора та схему візуалізації пеленга. на входи якого подаються сигнал від суматорів, а на виході фазові зсуви вхідних сигналів від антен перетворюється в напругу, величина якої пропорційна величині фазових зсувів сигналів антен. Таким чином, величина напруги на виході детектора пропорційна куту надходження фазового фронту плоскої хвилі сигналу, що пеленгується. Детектор реалізовано з використанням квадраторів на Product та Product1, фільтрів Analog Filter Design2, Analog Filter Design14, суматора Add, блока добування квадратного кореня Sqrt та підсилювача Gain3.

сигналу та відповідно сигналу з верхнього блока множення сигналу. Калібрування блока візуалізації пеленга здійснюється за допомогою Constant1 – нахил та Gain3 – чутливість. Це дозволяє відображувати кут надходження фронту хвилі в межах $0-45^{\circ}$. Фіксований фазовий зсув визначається затримкою в блоці Variable Time Delay1 яка завдається константою Constant4. Цей фазовий зсув дозволяє визначити форму фігури Лиссажу, яка буде вказувати кут надходження фронту хвилі та може бути завдана як лінія чи еліпс. Кут надходження фронту хвилі буде відображено на осцилоскопі XYGraph1. Схема блока візуалізації пеленга наведена на рисунку 5.12.

6 АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ ДОСЛІДЖЕННЯ МОДЕЛЕЙ ПЕЛЕНГАТОРІВ

6.1 Аналіз результатів дослідження моделі доплерівського пеленгатора

З метою дослідження реакції тракту обробки сигналу на зміну напрямку надходження фронту хвилі при різному співвідношенні сигнал/шум було використано модель доплерівського пеленгатора та проведено дослідження поведінки моделі в середовищі Matlab/Simulink. В процесі дослідження на вхід моделі було подано вхідні сигнали, що імітують зміну кута надходження сигналу при різних співвідношеннях сигнал/шум. Контроль реакції моделі було здійснено за допомогою осцилоскопа та фазометричної схеми з відображенням пеленгу в градусах в межах $0...180^0$. Для оцінки залежності точності функціонування системи від типу вхідного сигналу було здійснено оцінку характеру змінення вихідного сигналу каналу обробки сигналів від чистого гармонічного сигналу до шумового сигналу при різних рівнях вхідного сигналу. Найбільш інформативні результати наведено нижче.

Перед початком моделювання проведено калібрування моделі.

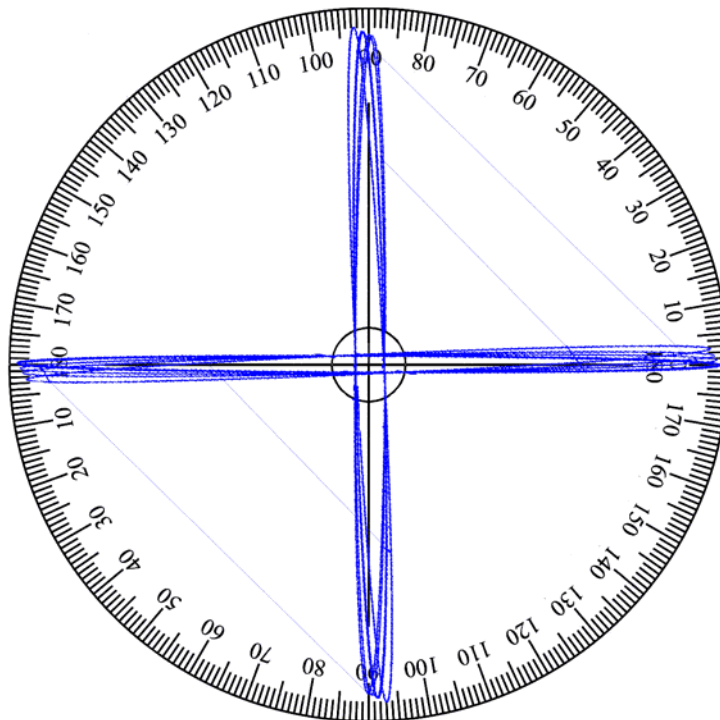
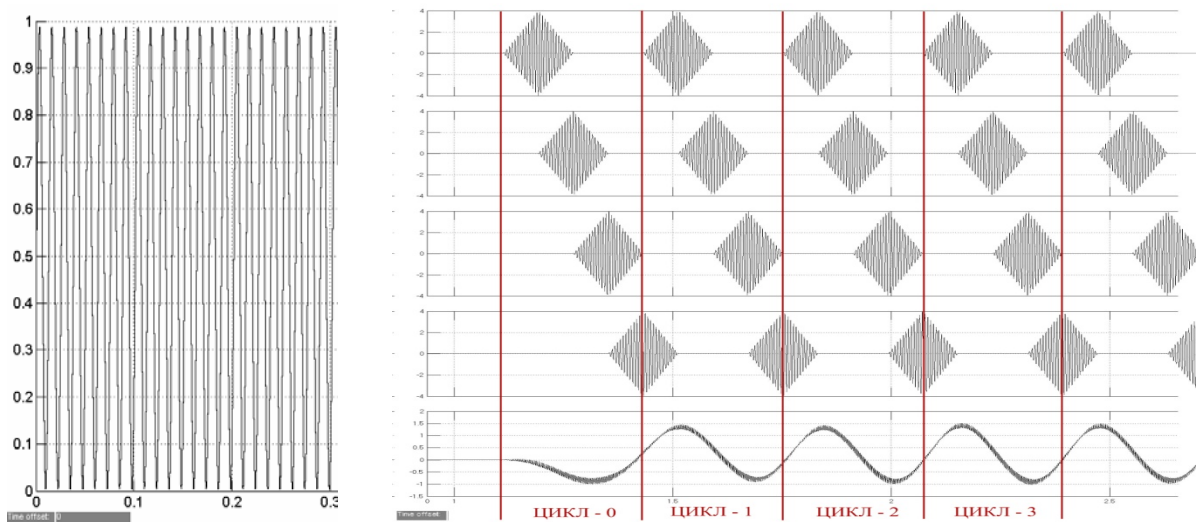


Рисунок 6.1 – Результат калібрування моделі доплерівського пеленгатора

Для цього на модель подано гармонічні сигнали без шуму із розрахованими фазовими зсувами для отримання імітації кутів надходження сигналів 0^0 та 90^0 і проведено налаштування константи Constant7 - чутливість та константи Constant6 - нахил. Результат калібрування наведено на рисунку 6.1.

Робота моделі Допплерівського пеленгатора на чистому сигналі без шумів. Джерело випромінювання випромінює гармонічний сигнал. Вхідний сигнал не містить шумів, відповідно на моделі Gain1=0, Gain9=1. На Score8 видно присутність та фазове співвідношення сигналів комутації антен та сигналу на виході каналу обробки. З діаграми на рисунку 6.2 видно, що для впевненого визначення кута надходження сигналу треба три повних цикли комутації антенної решітки.

Задля більш точного аналізу перехідних процесів та прив'язки до точності в градусах по азимуту, що є характерними для цієї моделі схеми побудови тракту обробки сигналу, на рисунку 6.3 наведено відображення результату визначення кута надходження сигналу на транспорті в межах $0...180^0$.



а) Сигнал на вході б) сигнали на виході комутатора та вихідний

Рисунок 6.2 – Робота на чистому сигналі

При відображенні процесів відносно азимутальної прив'язки (рис.6.3) видно, що в процесі моделювання було здійснено три цикли зміни кута

надходження сигналу, що позначено красними стрілками із цифрами 1-3 та одна лінія 0 це момент подачі сигналу на модель.

Період сигналу, що генерує Signal Generator5 обрано рівним періоду повного циклу комутації антен із розрахунку що один еліпс відображує один цикл комутації антени – один оборот на 360° . Синхронізації фази не здійснюється, що утворює лінії між групами еліпсів при зміні кута надходження сигналу. При кожній зміні кута надходження сигналу було здійснено по 10 циклів комутації антени – по 10 обертів. При цьому для завершення перехідних процесів достатньо трьох циклів комутації антени. Максимальне відхилення визначення кута надходження сигналу при цьому не перевищує чотирьох градусів, або $\pm 2^{\circ}$. Знаючи час, потрібний для здійснення одного циклу комутації антен та кількість циклів до завершення перехідного процесу, можна визначити час, потрібний для визначення кута надходження сигналу. Для системи, що підлягає моделюванню, один цикл комутації антени займає 1мС, при цьому час визначення кута надходження сигналу становить 3-4мС при максимальному відхиленні під час перехідного процесу не більше $\pm 2^{\circ}$.

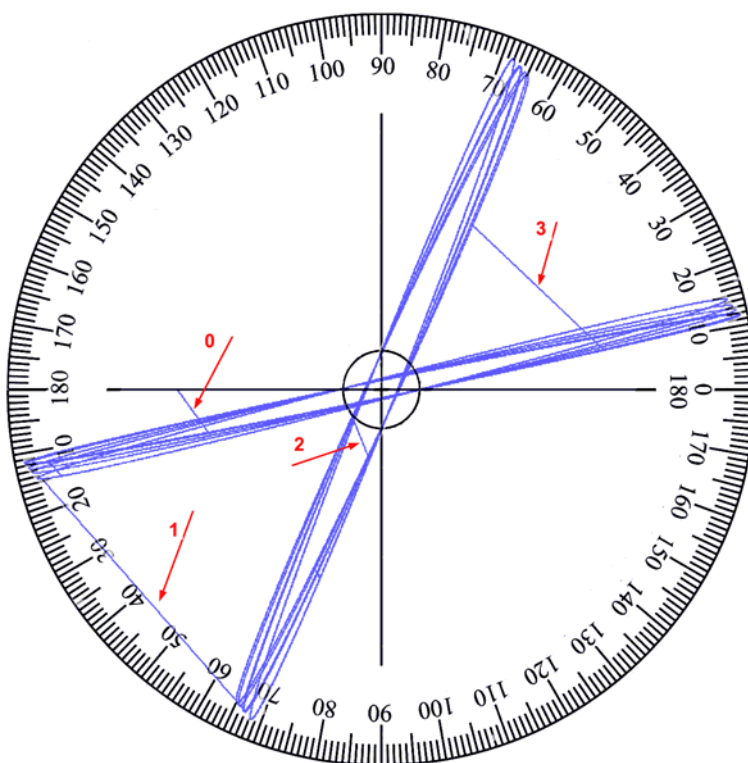
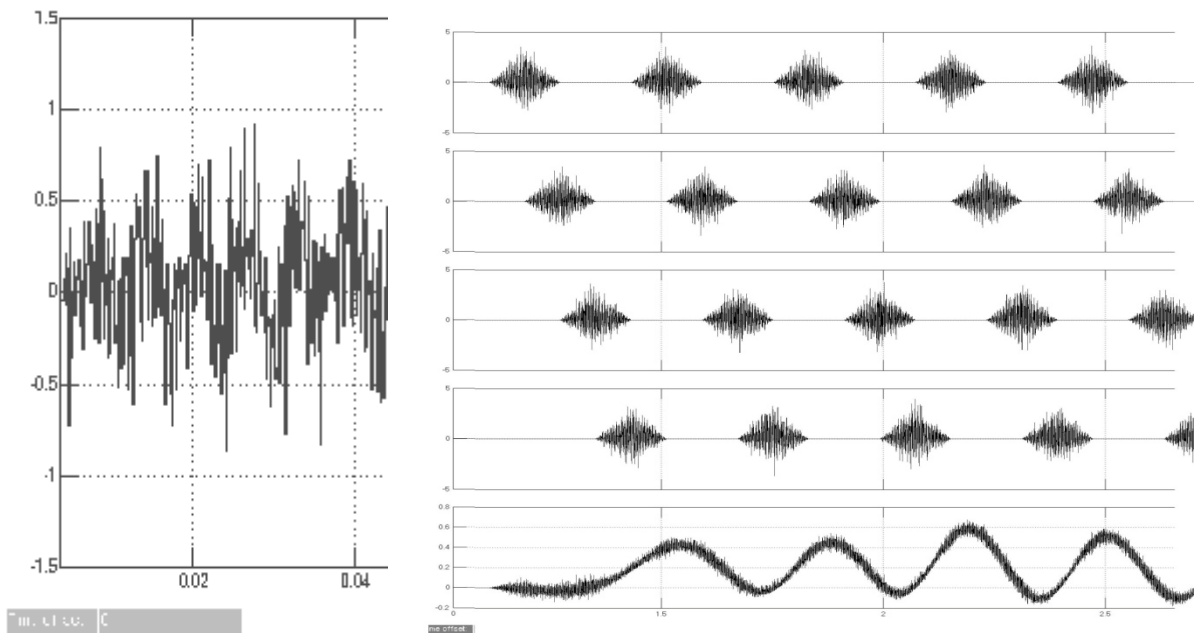


Рисунок 6.3 – Прив'язка до азимуту на чистому сигналі

Робота моделі доплерівського пеленгатора на зашумленому сигналі зі співвідношенням сигнал/шум нижче за 6дБ. До антенної решітки надходить сильно спотворений шумами сигнал. Відповідно на моделі $\text{Gain1}=0,8$, $\text{Gain9}=0,2$. На Score8 видно присутність та фазове співвідношення сигналів комутації антен та сигналу на виході каналу обробки. З графіку на рисунку 6.4 видно, що для впевненого визначення кута надходження сигналу треба чотири повних цикли комутації антенної решітки.

Задля більш точного аналізу перехідних процесів та прив'язки до точності в градусах по азимуту, що характерні для цієї моделі схеми побудови тракту обробки сигналу на рисунку 6.5 наведено відображення результату визначення кута надходження сигналу на транспорті в межах $0...180^0$.



а) сигнал на вході б) сигнали на виходах комутатора та демодулятора

Рисунок 6.4 – Робота на шумовому сигналі

При відображенні процесів відносно азимутальної прив'язки видно, що в процесі моделювання було здійснено три цикли зміни кута надходження сигналу, що позначено красними стрілками із цифрами 1-3. Один еліпс відображує один цикл комутації антени – один оборот на 360^0 . При кожній зміні кута надходження сигналу було здійснено по 10 циклів комутації антени – по 10

обертів. При цьому для завершення перехідних процесів достатньо чотирьох циклів комутації антени. Максимальне відхилення визначення кута надходження сигналу при цьому значно більше, ніж на чистому сигналі при першому циклі комутації антен після зміни напрямку приходу фронту хвилі, але не перевищує десяти градусів, або $\pm 5^0$. Знаючи час, потрібний для здійснення одного циклу комутації антен та кількість циклів до завершення перехідного процесу, можна визначити час, потрібний для визначення кута надходження сигналу. Для системи, що підлягає моделюванню, один цикл комутації антени займає 1мС, при цьому цей час визначення кута надходження сигналу становить 4-5мС при максимальному відхиленні під час перехідного процесу на протязі одного циклу комутації антен, що завершується за 1мС, не більше $\pm 5^0$. В подальшому (після першого циклу комутації антен) похибка не перевищує $\pm 2^0$, що дає результат аналогічний до роботи на чистому сигналі. Таким чином різниця в роботі на чистому та практично шумовому сигналах відрізняється в часі на один цикл комутації, що для обраної швидкості комутації антен становить 1мС.

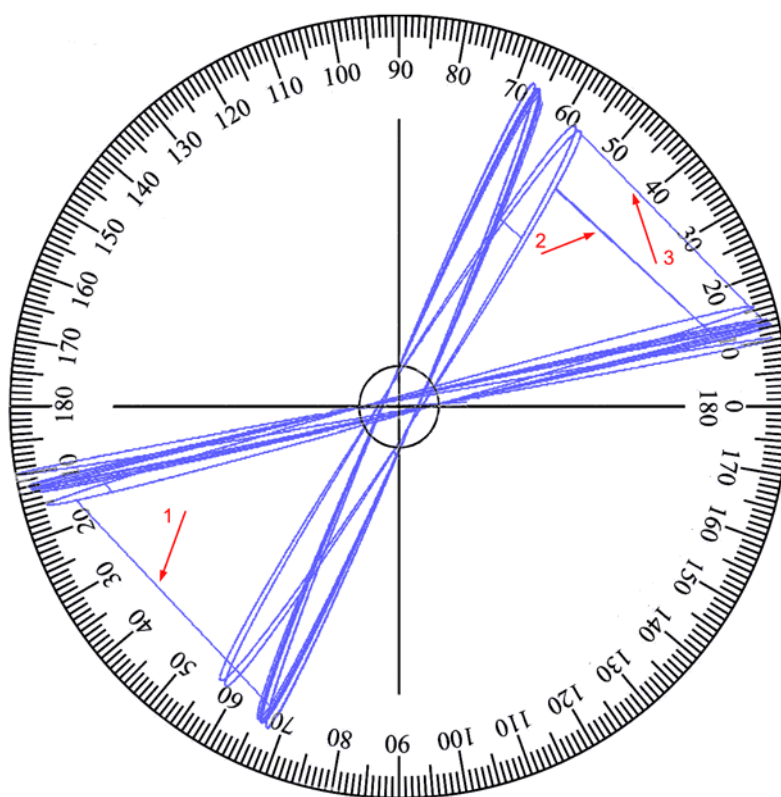


Рисунок 6.5 – Прив'язка до азимуту на шумовому сигналі

6.2 Аналіз результатів дослідження моделі інтерферометра

З метою дослідження реакції тракту обробки сигналу інтерферометра на зміну напрямку надходження фронту хвилі при різному співвідношенні сигнал/шум було використано модель інтерферометра, що було розроблено, та проведено дослідження поведінки моделі в середовищі Matlab/Simulink. В процесі дослідження на модель було подано вхідні сигнали, що імітують зміну кута надходження сигналу в межах $0...45^{\circ}$ при різних співвідношеннях сигнал/шум. Контроль реакції моделі було здійснено за допомогою осцилоскопа та схеми візуалізації з відображенням пеленга в градусах в межах $0...180^{\circ}$. Найбільш інформативні результати наведено нижче.

Перед початком моделювання проведено калібрування моделі.

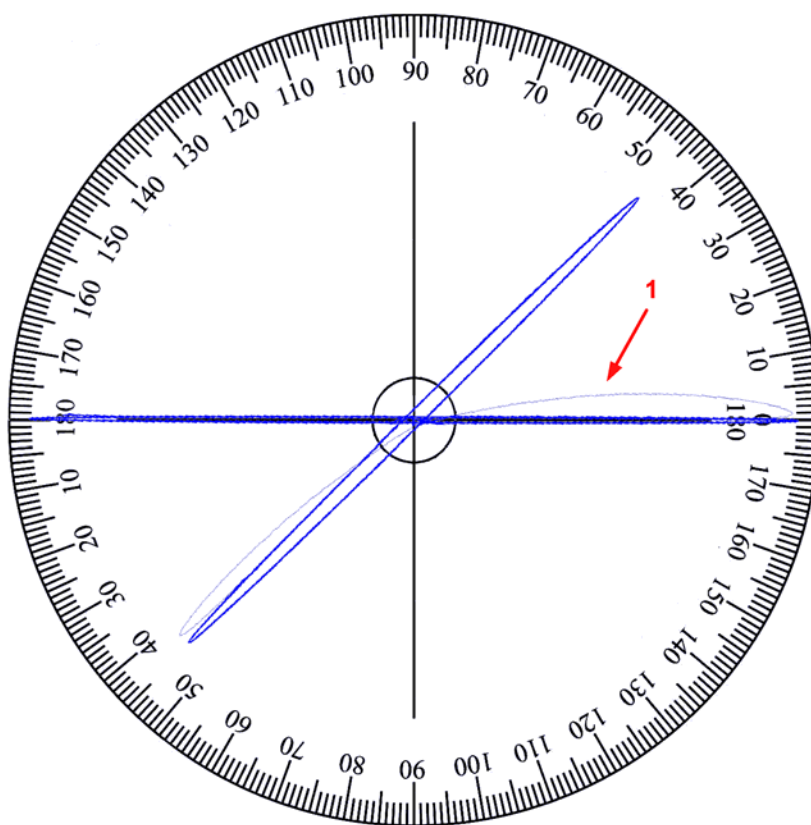


Рисунок 6.6 – Результат калібрування моделі інтерферометра

Для цього на модель подано гармонічні сигнали без шуму із розрахованими фазовими зсувами для отримання імітації кутів надходження сигналів 0° та 45° ,

що є межею однозначного визначення пеленга для цієї реалізації інтерферометра, і проведено налаштування коефіцієнту підсилення Gain3 – чутливість та константи Constant1 - нахил.

Частоту сигналу, що генерує Signal Generator5, обрано рівною частоті коливань останньої проміжної частоти тракту обробки сигналу із розрахунку що один еліпс відображує один період коливання останньої проміжної частоти. Синхронізації фази не здійснюється, що утворює лінії між групами еліпсів при зміні кута надходження сигналу. Результат калібрування наведено на рисунку 6.6. З діаграми візуалізації пеленга видно, що час реакції моделі на зміну кута надходження сигналу складає один період коливання сигналу останньої проміжної частоти тракту обробки сигналу, що позначено червоною стрілкою з підписом „1”.

Аналіз роботи моделі інтерферометра на гармонічному сигналі без шумів. Джерело випромінювання випромінює гармонічний сигнал. Вхідний сигнал не містить шумів, відповідно на моделі Gain1=0, Gain9=1.

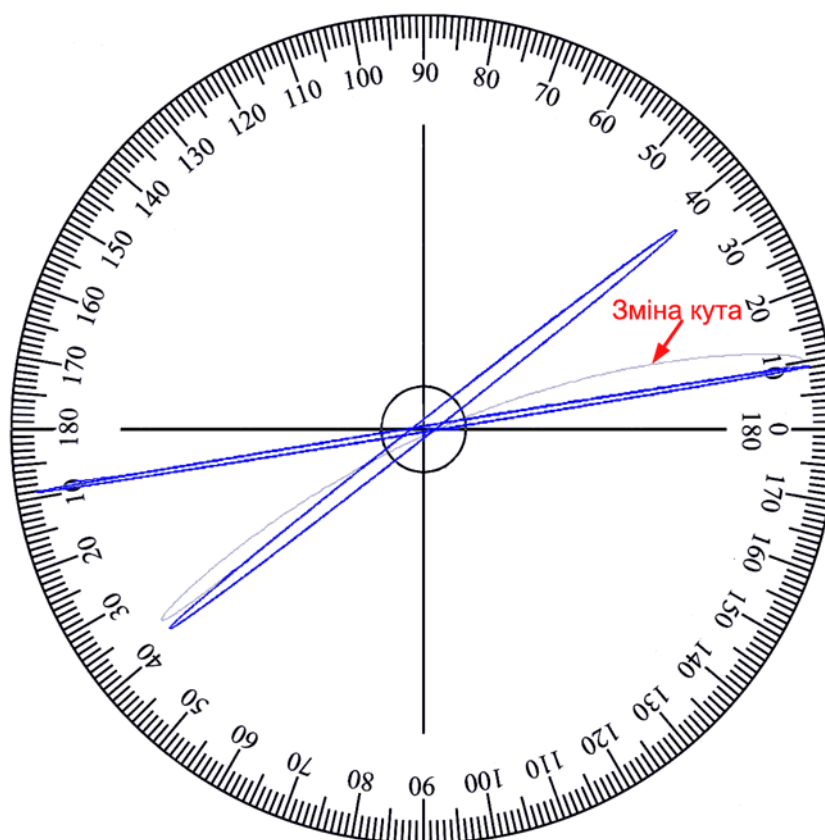


Рисунок 6.7 – Інтерферометр. Прив’язка до азимуту на чистому сигналі

З діаграми візуалізації пеленга на рисунку 6.7 видно, що час реакції моделі на зміну кута надходження сигналу при надходженні сигналу з високим співвідношенням сигнал/шум складає один період сигналу останньої проміжної частоти тракту обробки сигналу, ще позначено червоною стрілкою з підписом „зміна кута”.

При кожній зміні кута надходження сигналу було здійснено часову затримку тривалістю 100 періодів коливання останньої проміжної частоти. При цьому для завершення перехідних процесів достатньо одного періоду коливань останньої проміжної частоти. Максимальне відхилення визначення кута надходження сигналу, по завершенню перехідного процесу, при цьому складає менше ніж $\pm 0,5^0$. Знаючи період коливання останньої проміжної частоти та кількість періодів до завершення перехідного процесу, можна визначити час, потрібний для визначення кута надходження сигналу.

Для фізичної системи, що підлягала моделюванню, останню проміжну частоту тракту обробки сигналу обрано стандартною та рівною: $f_{ПЧ2} = 75 \text{ МГц}$. Відповідно, один період коливання останньої проміжної частоти дорівнює $T_{ПЧ2} = 0,013(3) \mu\text{S}$. При цьому цей час визначення кута надходження сигналу становить суму тривалості перехідного процесу та тривалості часу, необхідного для отримання трьох результатів визначення пеленга, що дорівнює $T_{ПЧ2} + 3T_{рез} = 4T_{ПЧ2} = 0,053(3) \mu\text{S}$. При цьому максимальне відхилення пеленга під час перехідного процесу не перевищує 2^0 , а по завершенню не перевищує $\pm 0,5^0$.

Аналіз роботи моделі інтерферометра на гармонічному сигналі сильно спотвореному шумами. Вхідний сигнал має співвідношення сигнал/шум 6 dB , що відповідно на моделі завдано за допомогою коефіцієнтів Gain1 та Gain9. З діаграми візуалізації пеленга на рисунку 6.8 видно, що час реакції моделі на зміну кута надходження сигналу для сигналу з низьким співвідношенням сигнал/шум також складає один період сигналу останньої проміжної частоти тракту обробки сигналу, ще позначено червоною стрілкою з підписом „зміна кута”.

При кожній зміні кута надходження сигналу було здійснено часову затримку тривалістю 100 періодів коливання останньої проміжної частоти. При цьому для завершення перехідних процесів достатньо одного періоду коливань останньої проміжної частоти. Максимальне відхилення визначення кута

надходження сигналу, по завершенню перехідного процесу, при цьому доходить до $\pm 8^0$. При такому співвідношенні сигнал/шум потрібна додаткова статистична обробка результатів.

Знаючи період коливання останньої проміжної частоти та кількість періодів що необхідно для здійснення обробки, можна визначити час, потрібний для визначення кута надходження сигналу.

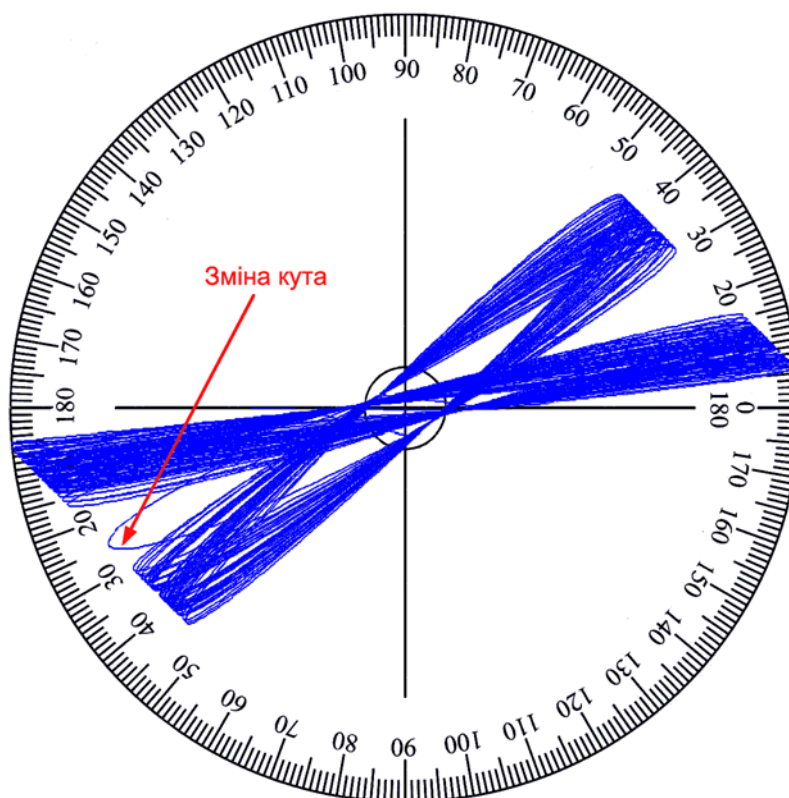


Рисунок 6.8 – Прив'язка до азимуту на сигналі при співвідношенні сигнал/шум 6 дБ

Для фізичної системи, що підлягала моделюванню, останню проміжну частоту тракту обробки сигналу обрано стандартною та рівною: $f_{ПЧ2} = 75 \text{ МГц}$. Відповідно, один період коливання останньої проміжної частоти дорівнює $T_{ПЧ2} = 0,013(3) \mu\text{с}$. При цьому час визначення кута надходження сигналу дорівнює сумі тривалості часу, необхідного для формування 100 відліків визначення пеленга, що дорівнює $T_{ПЧ2} \cdot 100 = 1,3(3) \mu\text{с}$ та тривалості часу статистичної обробки, що залежить від потужності обчислювача та приблизно порівняна із попереднім результатом. Таким чином для отримання інформації о

куті надходження сигналу при такому співвідношенні сигнал/шум потрібно приблизно $3\mu S$. Тривалість перехідного процесу при цьому не враховується, тому що не перевищує одного відсотка загальної тривалості часу, необхідної для отримання результату.

Після статистичної обробки 100 результатів визначення пеленга точність дорівнює $\pm 1,5^0$, що є достатньою для апаратури такого класу. Детальний процес статистичної обробки в роботі не наведено, оскільки здійснено за загальними правилами такої обробки, а саме визначення середнього арифметичного.

Для знаходження межі співвідношення сигнал/шум при якому не потрібна додаткова обробка результатів визначення кута надходження фронту хвилі знадобилися додаткові дослідження.

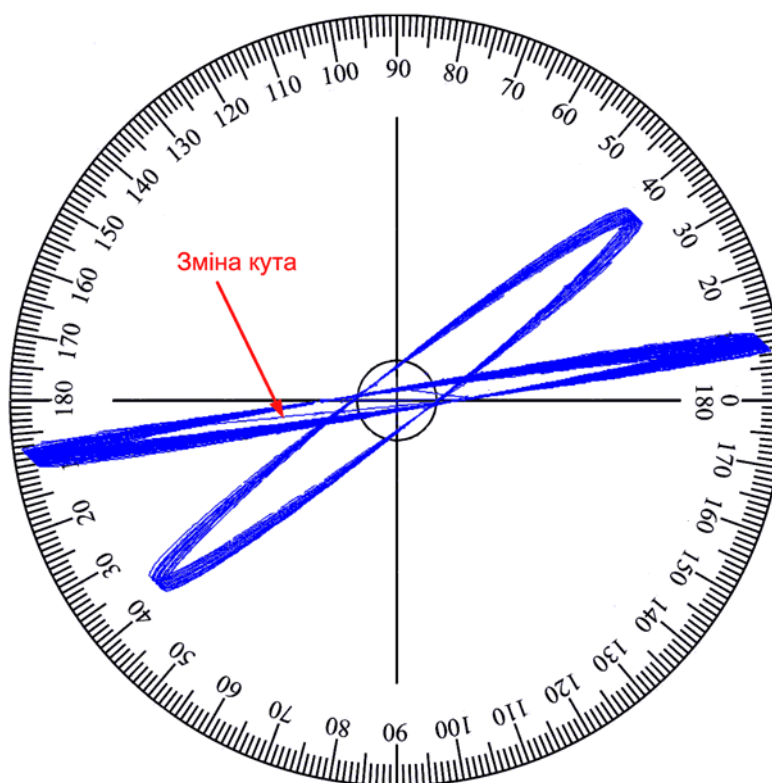


Рисунок 6.9 – Результаті моделювання при співвідношенні сигнал/шум 18 дБ

Межу співвідношення сигнал/шум було визначено як співвідношення сигнал/шум, при якому розмивання позначки пеленга є симетричним та не перевищує $\pm 2,5^0$ відносно його реального положення. В результаті моделювання

було встановлено, що такою межею є співвідношення сигнал/шум 18дБ. На рисунку 6.9 відображено результати моделювання при співвідношенні сигнал/шум 18дБ.

При цьому цей час визначення кута надходження сигналу становить суму тривалості перехідного процесу та тривалості часу, необхідного для отримання трьох результатів визначення пеленга аналогічно до ситуації роботи на незашумленому сигналі, що дорівнює $T_{ПЧ2} + 3T_{рез} = 4T_{ПЧ2} = 0,053(3)\mu S$.

6.3 Пояснення алгоритму завдання співвідношення сигнал/шум

Алгоритм здійснення прямого розрахунку коефіцієнтів підсилювачів сигналу та шуму Gain9 та Gain1 (рис.5.8) вузла формування вхідного сигналу відносно співвідношення сигнал/шум сигналу, що обробляється на проміжній частоті, не є достатньо прозорим. Тому для завдання співвідношення сигнал/шум було запропоновано алгоритм, який полягає в наступному. До моделі додано модуль вимірювання напруги сигналу проміжної частоти (рис.6.10), до котрого входять фільтр Analog Filter Design15 із параметрами аналогічними фільтрам, що моделюють фільтри проміжної частоти.

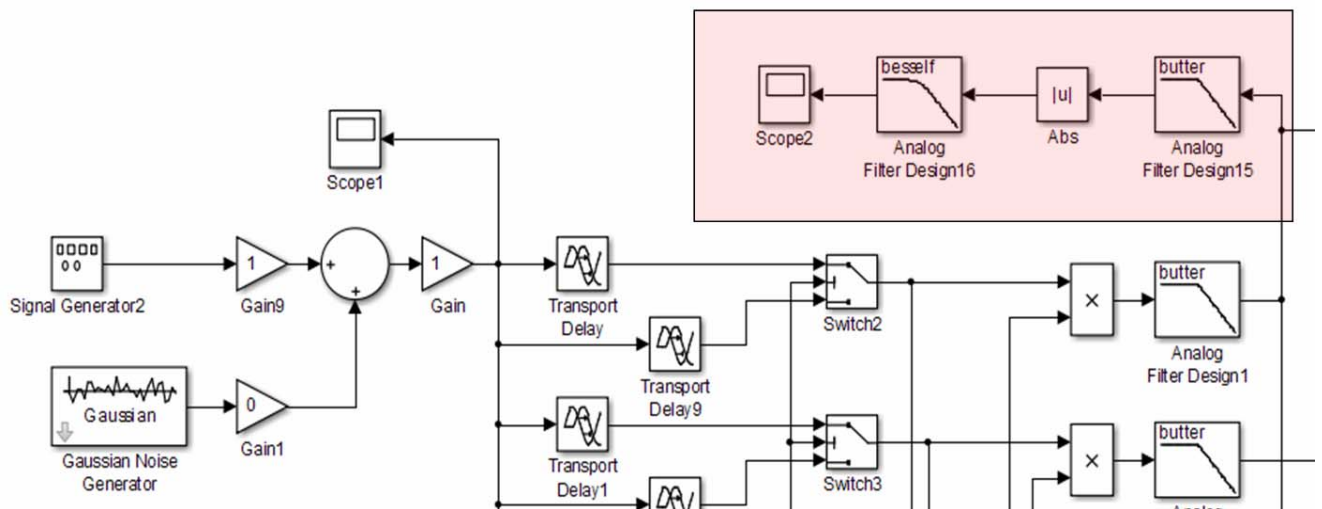


Рисунок 6.10 – Модуль вимірювання співвідношення сигнал/шум

Він потрібен задля того, щоб додатково однозначно прив'язати ширину полоси шуму до ширини полоси сигналу, оскільки абсолютно аналогічний модуль використовується і в моделі псевдо-доплерівського пеленгатора. Також до цього

модулю входять перетворювач сигналу до однополярного Abs, що є по суті аналогом двухполуперіодного випрямляча та фільтр нижніх частот Analog Filter Design16, на виході якого виділяється постійна складова сигналу.

Крок перший – коефіцієнт підсилення сигналу Gain9 встановлюється рівним одиниці, коефіцієнт підсилення шуму Gain1 встановлюється рівним нулю та проводиться вимірювання напруги сигналу на проміжній частоті.

Крок другий – проводиться розрахунок величини напруги шуму, яка потрібна для забезпечення завданого співвідношення сигнал/шум.

Крок третій – коефіцієнт підсилення сигналу Gain9 встановлюється рівним нулю, коефіцієнт підсилення шуму Gain1 встановлюється таким, при якому величина напруги шуму на проміжній частоті стає рівною обчисленій.

Крок четвертий – коефіцієнт підсилення сигналу Gain9 встановлюється рівним одиниці, коефіцієнт підсилення шуму Gain1 залишається таким, як було встановлено на третьому кроці.

Після цього співвідношення сигнал/шум вважається рівним тому, що завдано у вхідних умовах для моделювання, і власне, проводиться процес моделювання. Аналогічно здійснюється процес встановлення співвідношення сигнал/шум для вхідного сигналу на моделі псевдодоплерівського пеленгатора.

ВИСНОВКИ

Підвищена затребуваність систем радіопеленгації як інструменту вирішення завдань від управління використанням радіочастотного спектру до контролю радіообстановки при проведенні контртерористичних операцій в даний час обумовлена з одного боку технічним прогресом, з іншого – змінами економічного і політичного характеру, які відбулися в нашій країні і в світі.

У роботі було проведено аналіз сучасних методів визначення кута надходження радіосигналів та аналіз фізичних основ дії електронних систем визначення напрямку на джерело радіовипромінювання.

Проаналізовані питання щодо обґрунтування побудови моделей тракту обробки сигналу двох типів фазових пеленгаторів:

- на принципі Доплера;
- інтерферометра.

Побудовано моделі для моделювання в пакеті MATLAB/Simulink:

- квазідоплерівського пеленгатора з плавним перемиканням суміжних елементів антенної решітки;
- інтерферометра з елементами додаткової частотної селекції.

Визначені оптимальні параметри елементів моделі за співвідношенням швидкодія/точність.

Досліджено реакцію моделей системи на раптову зміну напрямку надходження сигналу для сигналів з різним співвідношенням сигнал/шум.

Дослідження моделі квазідоплерівського пеленгатора показало, що мінімальний час визначення кута надходження сигналу складає 3-4 цикли повної комутації антен решітки, що при обраній в фізичній моделі частоті комутації дорівнює 3-4мС при цьому відхилення пеленгу не перевищує ± 20 . При погіршені співвідношення сигнал/шум до 6дВ час визначення збільшується на величину періоду одного циклу комутації і дорівнює 4-5мС при аналогічних межах відхилення пеленгу. Таким чином встановлено, що для даної моделі немає різкої залежності швидкодії та похибки від співвідношення сигнал/шум.

Дослідження моделі інтерферометра показало, що мінімальний час визначення кута надходження сигналу складає 4 цикли періоду колювання останньої проміжної частоти, що для стандартного значення $f_{ПЧ2} = 75\text{МГц}$,

застосованого у фізичній моделі складає $4T_{ПЧ2} = 0,053(3)\mu S$ для сигналу з великим співвідношенням сигнал/шум (більше ніж 20dB), при цьому відхилення пеленгу не перевищує $\pm 0,50$, але існує значна залежність швидкодії та відхилення пеленгу від співвідношення сигнал/шум. При співвідношенні сигнал/шум 6dB відхилення пеленгу по завершенню перехідного процесу доходить до $\pm 8^0$ мінімальний час визначення кута надходження сигналу складає мінімум 100 циклів періоду коливання останньої проміжної частоти, що необхідно для здійснення додаткової статистичної обробки результатів, і складає при цьому приблизно $3\mu S$ з урахуванням часу на обробку. Після обробки відхилення пеленгу не перевищує $\pm 1,50$.

Таким чином, можна зробити висновок, що хоча квазідоплерівський пеленгатор, що буде побудовано за такою схемою, менше піддається впливу шумів, але при цьому має значно нижчу швидкодію та не може бути використаний для пеленгування сигналів з ППРЧ. Але безумовною перевагою є простота реалізації порівняно з інтерферометром і він може використовуватися для вирішення задач пеленгування сигналів без ППРЧ, там де головну роль має вартість пристрою.

Окремі результати досліджень були опубліковані на чотирьох конференціях: матеріали 23-го та 25-го Міжнародного молодіжного форуму "Радіоелектроніка та молодь в ХХІ столітті" та матеріали 9-ої і 11-ої Міжнародної науково-технічної конференції „Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління” [17,18,19,20].

По результатам демонстрації фізичної реалізації окремих модулів моделей було здобуто III місце (диплом) в номінації „Програмно-апаратні розробки, прилади та пристрої” на виставці технічної творчості молоді 22-го Міжнародного форуму "Радіоелектроніка та молодь в ХХІ столітті" та отримано грамоту на виставці технічної творчості молоді 23-го Міжнародного форуму "Радіоелектроніка та молодь в ХХІ столітті" в секції „Програмно-апаратні розробки, прилади та пристрої”.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под редакцией А. М. Рембовского - М: Горячая линия-Телеком. 2006. - 492 с: ил. ISBN 5-93517-326-3.
2. Кукес И.С., Основы радиопеленгации / И.С. Кукес, М.Е. Старик. – М.: Советское радио, 1964. – 323с. – ISBN: 1000024–12899.
3. Моделі і алгоритми процесів функціонування аеродромних квазідоплерівських автоматичних радіопеленгаторів [Електронний ресурс] / Режим доступу : [www/ URI: http://aid.dstu.ru/fileadmin/template/dstu.ru/files/Dzyba.doc](http://aid.dstu.ru/fileadmin/template/dstu.ru/files/Dzyba.doc) - 02.05.2019 р. - Загл. з екрану.
4. Слободянюк П. В. Довідник з радіомоніторингу / П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарний, В. С. Ступак; під заг. ред П. В. Слободянюка. — Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. — 588 с.
5. N. Cianos, .Low-Cost, High-Performance DF and Intercept Systems., Proc. of 1993 WESCON Conference, pp. 372-376, September 1993.
6. J.A. Tsai, R.M. Buehrer, B.D. Woerner, .Spatial Fading Correlation Function of Circular Antenna Arrays With Laplacian Energy Distribution., IEEE Communications Letters, VOL. 6, No. 5, May 2002.
7. RF Products, A Comparison of the Watson-Watt and Pseudo-Doppler DF Techniques, Web Note WN-004, RF Products, April 1999.
8. Вартанесян В.А., Радиоэлектронная разведка / В.А. Вартанесян / МО СССР, М.: Военное издательство, 1975, 256с. - ISBN: 5-203-01205-9
9. Пат. 4845502 США, МКИ G01S3/46, G01S3/52 Методы и устройство определения направления / James L. Carr, Marvin S. Maxwell. – № 178976; заявл. 07.04.88; опубл. 04.07.89. – 7 с.
10. Ступак В.С., Долматов С.О. Основи радіочастотного контролю: Практичний посібник / За редакцією д.т.н. Олійника В.Ф. Київ, 2004. - 231
11. Лапин В.А. Пеленгация и идентификация объектов излучения // Материалы семинара руководителей и специалистов центра “Укрчастотнагляд” “Управление радиочастотным ресурсом и радиоконтроль”. - Одесса, 1997.
12. Глазнев А.А. и др. Многостанционные системы радиоконтроля и определения местоположения источников радиоизлучения // Специальная техника. Специальный выпуск. - 2002.

13. J. Hereford and B. Edgerly. 457kHz Electromagnetism and the Future of Avalanche Transceivers (англ.) // International Snow Science Workshop (ISSW 2000) : journal. — 2000.
14. Tsui, J. B., Microwave Receivers and Related Components, Springfield, VA: National Technical Information Service, 1983, (PB84-108711), pp. 33–37.
15. Wiley, Richard G. ELINT: the interception and analysis of radar signals / Richard G. Wiley, 2006 ARTECH HOUSE, INC. Pp.469.
16. Wiley, R. G., Electronic Intelligence: The Interception of Radar Signals, Dedham, MA: Artech House, Inc., 1985, p. 102.
17. Білокурова А.О. Вдосконалений комутатор антен квазідоплерівського пеленгатора / А.О. Білокурова. // Харків, ХНУРЕ, Матеріали XXIII Міжнародного молодіжного форуму "Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті". Том 4. – 2019. – С. 10–11.
18. Білокурова А.О. Модель тракту обробки сигналу доплерівського пеленгатора / А.О. Білокурова. // Харків, ХНУРЕ, Матеріали XXV Міжнародного молодіжного форуму "Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті". Том 4. – 2021. – С. 40–41.
19. Білокурова А.О. Вдосконалений комутатор антен системи визначення напрямку на джерело радіовипромінювання. / А.О. Білокурова, О.І. Филиппенко // Баку-Харків-Київ-Жиліна, Матеріали 9-ої міжнародної науково-технічної конференції „Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління”. – 2019. – С. 93.
20. Білокурова А.О. Модель тракту обробки сигналів / А.О. Білокурова, О.І. Филиппенко // Баку-Харків-Київ-Жиліна, Матеріали 11-ої міжнародної науково-технічної конференції „Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління”. Том 2. – 2021. – С. 34.